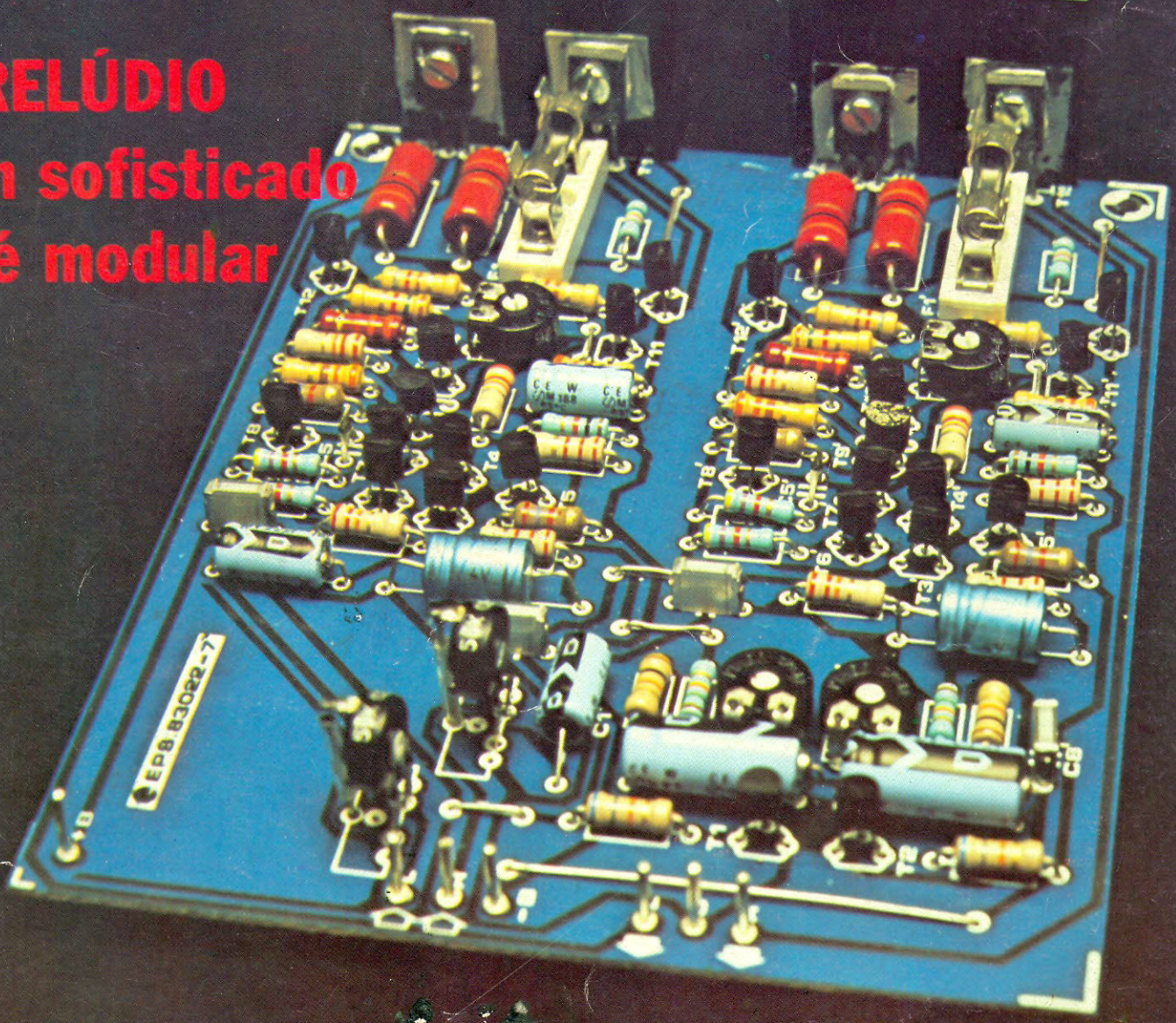
nº 19
fevereiro
1988

elektor eletrônica

Cz$ 200,00

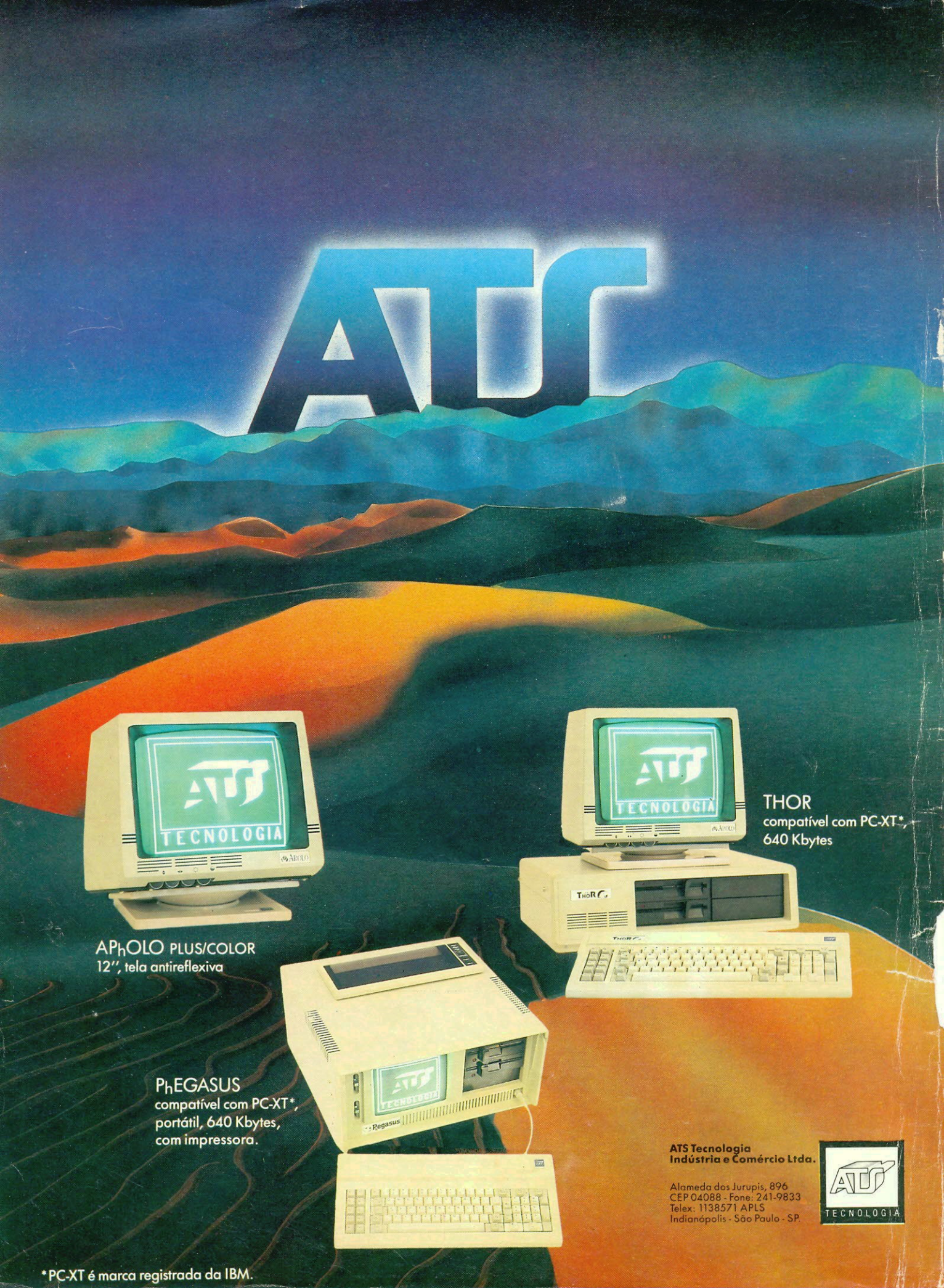
PRELÚDIO
um sofisticado pré modular



Evolução das memórias semicondutoras

Reciclagem de baterias

Circuito VOX inteligente


ATS
ATS TECNOLOGIA
APhOLO PLUS/COLOR
12", tela antireflexiva
THOR
compatível com PC-XT*,
640 Kbytes
PhEGASUS
compatível com PC-XT*,
portátil, 640 Kbytes,
com impressora.
ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.
ATS TECNOLOGIA
*PC-XT é marca registrada da IBM.

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Serviço de placas 35
Selektor 57
Teletipo 61
Mercado 63
Mini-anúncios 66

TECNOLOGIA

Fontes chaveadas 17
Toda a teoria fundamental em que se baseia esse tipo de fonte, acompanhada de exemplos de modelos comerciais

As promessas das memórias semicondutoras 49
Embora ameaçadas, a longo prazo, pelos tipos fotônicos, essas memórias ainda têm muito a oferecer

As várias tecnologias dos monitores de vídeo 58
TRCs planos, LCDs, LEDs, PDPs e ELPs são as siglas das várias técnicas que permitem reproduzir imagens numa tela; vamos conhecê-las mais de perto

MONTAGENS

Prelúdio – a última palavra em pré-amplificador 9
Todos terão agora a oportunidade de montar um projeto de áudio semi-profissional – completo ou em partes, já que foi concebido de forma totalmente modular

Analisador de espectro – 2ª parte 25
Com a placa base e o visor de LEDs aqui publicados, o instrumento está praticamente pronto para uso; fica faltando apenas o gerador de ruído rosa

Um controle acionado pela voz 46
Os transceptores para radioamadorismo já podem contar com um VOX inteligente, que não só ignora os ruídos do ambiente como também adapta-se à faixa vocal de cada operador

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Reciclando pilhas e baterias 43
Será que as pilhas de zinco-carbono são irrecuperáveis? Veja como, sob certas condições, é possível fazer com que elas durem muito mais tempo

Filtros: teoria e prática – conclusão 53
Nesta terceira e última parte são dados os fundamentos da teoria das redes e alguns exemplos práticos

O Prelúdio é, sem dúvida, o grande destaque desta edição, merecendo constar sozinho na capa. Como nossos leitores audiófilos poderão comprovar, ele é o que mais se aproxima, em forma de montagem doméstica, de um pré-amplificador profissional. Além de seu "núcleo" básico, formado por um amplificador de linha e um controle de tonalidade, ele pode receber um circuito de entrada para cápsulas de bobina e imã móvel, um indicador de condição de saída, um amplificador classe A para fones de ouvido e uma fonte sofisticada, com alimentação separada para cada canal e cada grupo de módulos. Além da elevada qualidade de reprodução, o Prelúdio é um projeto bastante flexível, pois pode-se incluir (ou excluir) todos os módulos que se desejar. Sem falar que a concepção do sistema completo inclui até mesmo uma placa-barramento, a fim de reduzir ao máximo a fiação e as interligações – o que contribui para elevar ainda mais a qualidade do som reproduzido pelo Prelúdio.

elektor

elektor eletrônica

Elektor edição Brasileira

Ano II, Número 19, Fevereiro/88

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Al. dos Jurupis, 896 — 4º andar
(011) 240-6660 — 531-2314
CEP 04088 — S. Paulo

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Andréia Wirthmann

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lilian Rose Grunwald
Eduardo Correia dos Santos

Assistente Administrativa:
Tânia M. C. Batista

Assinaturas: Marli Mantovani
Nilza Bueno do Nascimento

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

Diretor técnico e coordenação internacional: K. K. M. Walraven

Secretaria editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

Edições em outros países:
Elektor Sarl, Bailleul, França
Elektor Verlag, GmbH, Aachen, Alemanha Ocidental
Elektor EPE, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltd., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Kedhorn Holdings PTY Ltd., Wahroonga, Austrália
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

Proibida a reprodução total ou parcial, mesmo citando-se a procedência, dos artigos assinados, fotografias, projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição: GAZETA MERCANTIL
Fotolito: PTP
Impressão: DCI Indústria Gráfica S.A.
Distribuição: Fernando Chinaglia Distribuidora S.A.

códigos

Valores de resistência e capacidade

Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros. Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:

p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili-) = 10^{-3}
k (kilo-) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos

2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω

Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores

47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF = 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.

Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas

Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V

Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista. Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

Todos sabem que é impossível fazer um pré-amplificador perfeito; mas não custa tentar, não é mesmo? Com esse objetivo em mente, seus projetistas não economizaram componentes e incluíram quase todos os recursos em que puderam pensar. Recursos, porém, que são opcionais em sua maioria. Além disso, o montador que quiser reprojetar algum estágio vai sentir-se grato pela concepção modular usada em todo o sistema.

Prelúdio - a última palavra em pré-amplificador

1ª parte

Na criação do sistema Prelúdio procurou-se obter a maior qualidade possível para a categoria das montagens domésticas, sem que fosse necessário empregar equipamentos sofisticados de teste ou componentes de difícil obtenção. Falando em componentes, todos logo notarão que são usados em maior número, no Prelúdio, do que estamos acostumados a ver em projetos desse tipo. Não convém ficar desencorajado por esse fato, porém, já que a montagem é bastante simplificada por descrições detalhadas e uma estrutura modular. Ademais, este pré-amplificador pode assumir as mais variadas configurações, segundo o gosto ou necessidade pessoal; qualquer estágio considerado supérfluo pode ser sumariamente omitido.

Devido à complexidade do sistema completo, foi preciso dividi-lo em vários capítulos. Nesta edição começaremos pela descrição de todo o circuito, através de diagramas de blocos, passando depois à fonte geral de alimentação e à placa das conexões. Os demais estágios irão sendo apresentados gradativamente nos próximos números de Elektor.

Os módulos do Prelúdio

Nada mais lógico do que iniciar esta parte com uma breve descrição de todo o circuito e sua operação básica. A tarefa mais importante de um pré-amplificador é, obviamente, proporcionar uma amplificação adequada do sinal, sem distorção (ou com a menor distorção possível). Além disso, o usuário deve ter a liberdade de selecionar as mais variadas fontes de sinal e "casar" seus níveis adequadamente. Isto vale principalmente para os toca-discos e seus diferentes tipos de fonocaptores.

Há uma tendência no mundo da alta fidelidade "séria", de uns anos para cá, de omitir tudo o que não seja absolutamente necessário no equipamento. O argumento que a justifica é o de que todo recurso adicional vai simplesmente contribuir com a distorção e/ou o ruído. Sem entrar em conflito com essa convicção, não deixaram de existir os audiófilos que fazem questão de um pré-amplificador que possa aceitar diferentes *tape-decks*, proporcione ajuste de tonalidade e assim por diante. Não deve haver objeções a esse modelo, desde que a qualidade do som seja assegurada e todos os "extras" colocados na rota do sinal possam ser contornados.

Esse é o caso do Prelúdio. Ele atende virtualmente todos os requisitos e pode receber ou não módulos adicionais, de acordo com necessidades individuais. Segundo o audiófilo que o montar, portanto, ele tanto pode ser um pré básico, sem controles, como uma estação sofisticada de amplificação, monitoração e tratamento de sinais. É preciso reconhecer, no entanto, que nesta segunda versão o termo "alta

1

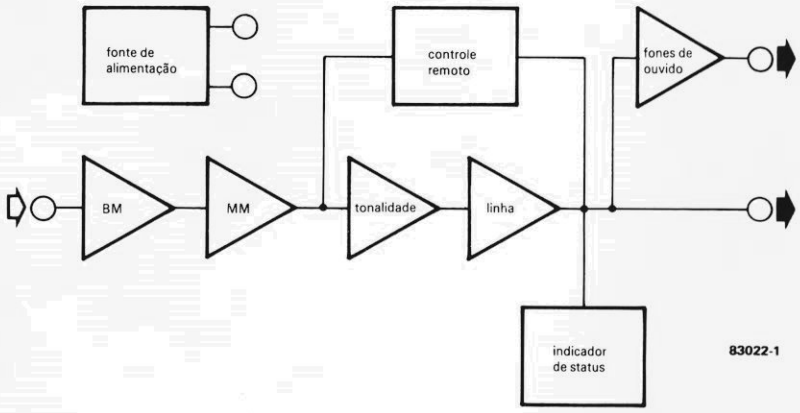


figura 1 — O diagrama de blocos do Prelúdio representa-o completo, com todos os seus estágios operacionais. A versão "mínima" é composta pelo pré-amplificador MM, pelo amplificador de linha e pela fonte de alimentação.

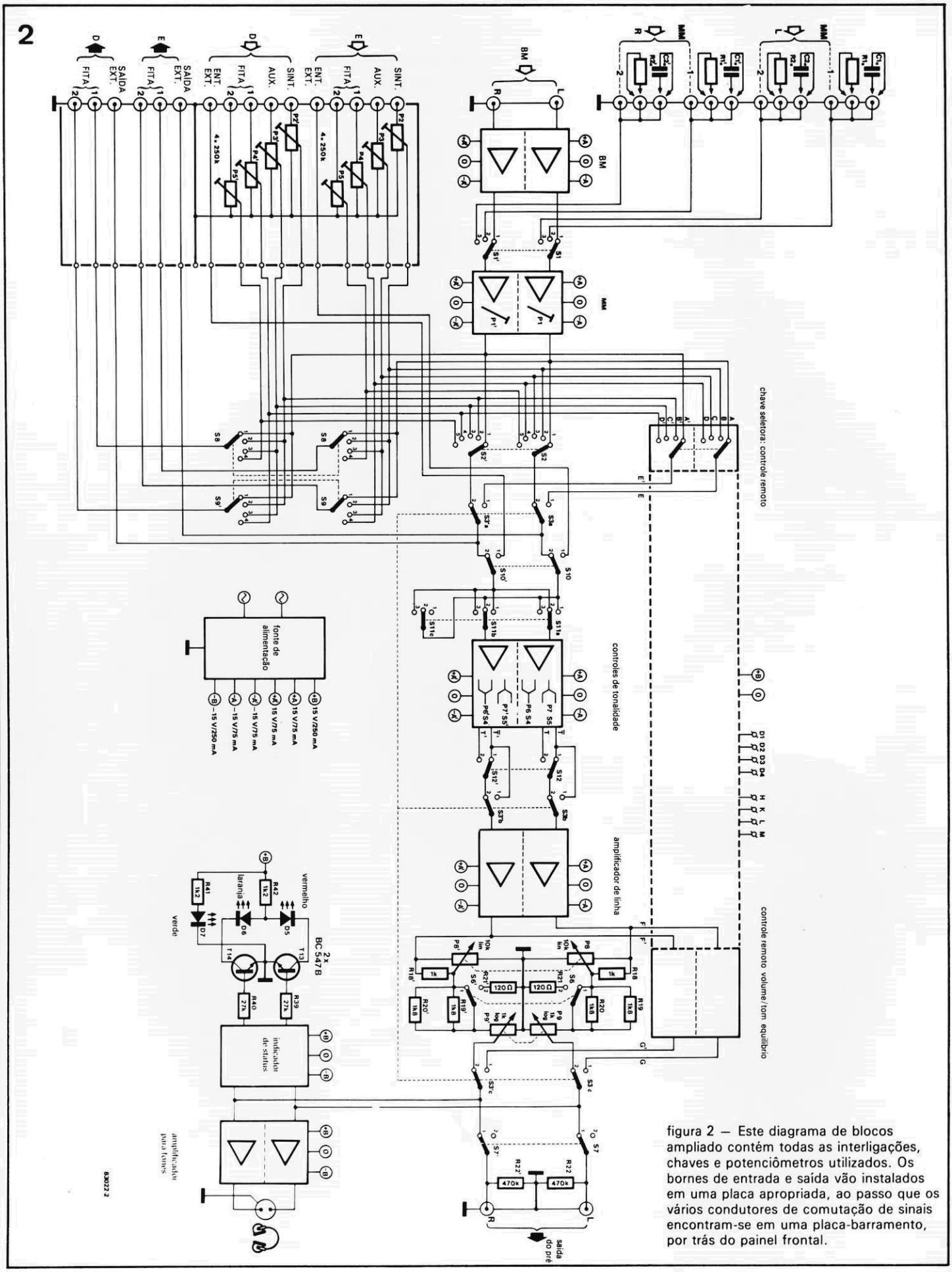


figura 2 — Este diagrama de blocos ampliado contém todas as interligações, chaves e potenciômetros utilizados. Os bornes de entrada e saída vão instalados em uma placa apropriada, ao passo que os vários condutores de comutação de sinais encontram-se em uma placa-barramento, por trás do painel frontal.

fidelidade" só pode ser aplicado com algumas reservas; é o preço a pagar, mesmo hoje em dia, por uma maior conveniência.

Na figura 1 temos um diagrama de blocos bastante simplificado de todo o sistema do Prelúdio. Nele pode-se ver claramente quais são os blocos essenciais para o processamento do sinal e quais os que podem ser considerados como "acréscimos". O sistema consiste basicamente em um estágio controlador de tonalidade e um amplificador de linha de alto nível, suplementados por um amplificador para cápsulas de bobina móvel (BM) ou ímã móvel (MM), como desejado. É claro que o próprio controle de tom pode ser omitido; quanto ao indicador de status e amplificador de fones, não afetam o processamento do sinal e podem ser acrescentados se desejado (o controle remoto apresenta problemas de realização prática no Brasil, como veremos adiante). Vejamos os vários blocos em separado:

Fonte de alimentação — A fonte do Prelúdio deve prover as tensões de operação para todos os estágios do sistema — as quais devem ser bastante estáveis, isentas de ruído e *ripple*, além de simétricas.

Pré-amplificador BM — É o tipo de amplificador necessário quando o fonocaptor do toca-discos é de bobina móvel. Esse tipo de cápsula fornece tensões extremamente baixas (entre 100 e 200 mV), e o pré BM amplifica esse sinal até o nível exigido pelo amplificador MM (ímã ou magneto móvel), que vem em seguida. O pré BM é do tipo simétrico, com excelentes características e baixo ruído; sua amplificação pode ser adaptada aos mais variados toca-discos.

Pré-amplificador MM — Ele é necessário tanto nas cápsulas MM como para as BM. A equalizaçao RIAA requerida é obtida por meio de um filtro ativo nas baixas frequências e uma versão passiva nas altas frequências. O princípio desse circuito proporciona algumas vantagens sobre os prés MM convencionais, sendo normalmente adotado em equipamentos de alta qualidade.

Controle de tonalidade — Este estágio apresenta uma gama adequada (mas não excessiva) de ajuste, com frequências de corte selecionáveis tanto para os graves como para os agudos, oferecendo assim amplas possibilidades de se modificar o tom do sinal. Todo o bloco pode ser dispensado, como já vimos.

Amplificador de linha — Tem a função de proporcionar uma amplificação linear e contém os controles de volume e equilíbrio.

Amplificador para fones — Refinamento necessário para uma perfeita audição individual da música, esta unidade entrega a potência adequada para qualquer fone de ouvido com impedância entre 8 e 600 ohms; é um amplificador classe A real.

Indicador de status — Circuito que permite a visualização dos níveis de sinal na saída do pré-amplificador. Com apenas 3 LEDs, ele é capaz de indicar se o Prelúdio está ligado ou não, a presença de um sinal de saída e a sobre-excitação do amplificador de potência (ou a ultrapassagem de um nível predeterminado). Já foi publicado em Elektor: é o "Semáforo de áudio", que apareceu no nº 13, de agosto de 1987.

Controle remoto — No projeto original, este era um acessório dirigido especialmente aos audiófilos que apreciam comandar todas as funções do pré à distância. Tratava-se de um controle sem fios, cujo receptor era instalado no próprio gabinete do equipamento e controlava volume, equilíbrio, graves e agudos, além de selecionar um entre os quatro possíveis sinais de entrada e comutar outros equipamentos ligados ao sistema. Os projetistas alertavam, porém, para a queda da qualidade de reprodução quando ele era inserido

3

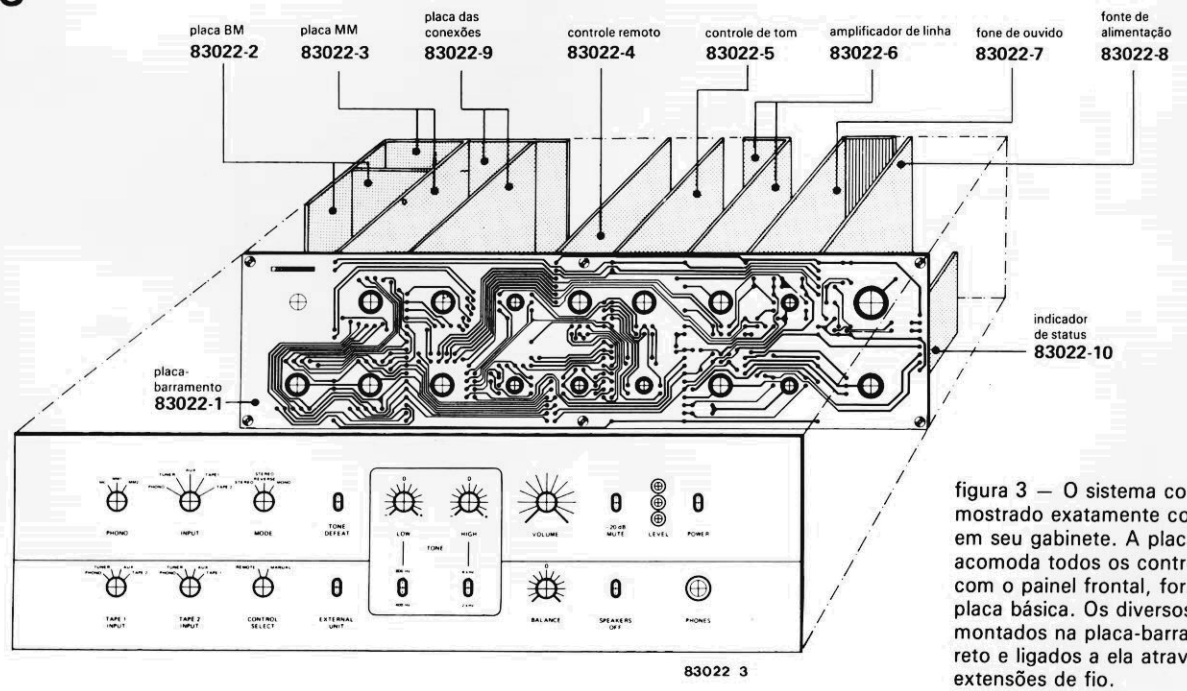


figura 3 — O sistema completo do Prelúdio, mostrado exatamente como ficaria disposto em seu gabinete. A placa-barramento acomoda todos os controles e, juntamente com o painel frontal, forma um tipo de placa básica. Os diversos módulos ficam montados na placa-barramento em ângulo reto e ligados a ela através de pequenas extensões de fio.

no circuito. No Brasil, apresenta uma dificuldade a mais: a falta dos componentes sugeridos em nosso mercado; assim sendo, em princípio o controle remoto não será publicado na Elektor brasileira. Poderemos porém estudar a possibilidade de importar os componentes em questão, através de alguma loja especializada, caso haja um nível suficiente de interesse por parte de nossos leitores.

Essa descrição abordou, como é lógico, apenas os pontos mais importantes do Prelúdio. Mais detalhes aparecerão à medida em que cada estágio for apresentado. É bom ressaltar apenas que todos os circuitos de amplificação (MM, linha, tom e fones) utilizam amplificadores operacionais discretos — ou seja, são todos transistorizados, um princípio que pode ser ainda considerado o mais confiável em montagens domésticas.

Como o esquema completo do Prelúdio, com todos os seus acessórios, iria exigir de 3 a 4 páginas da revista, na figura 2 foi representada uma solução de compromisso, sob a forma de um diagrama de blocos ampliado — incorporando inclusive os próprios blocos da figura 1. Percebe-se de imediato a grande quantidade de chaves e conexões, as quais serão abordadas oportunamente durante

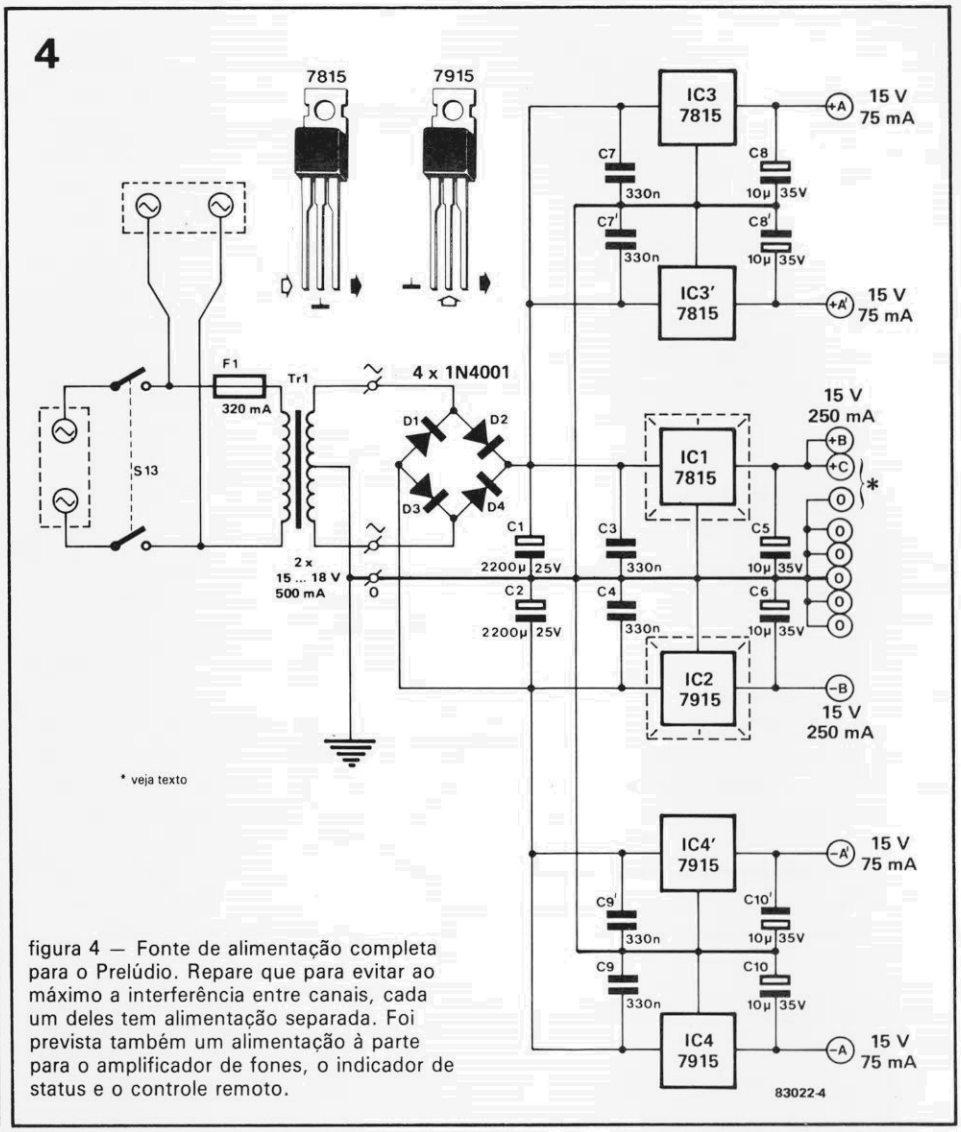
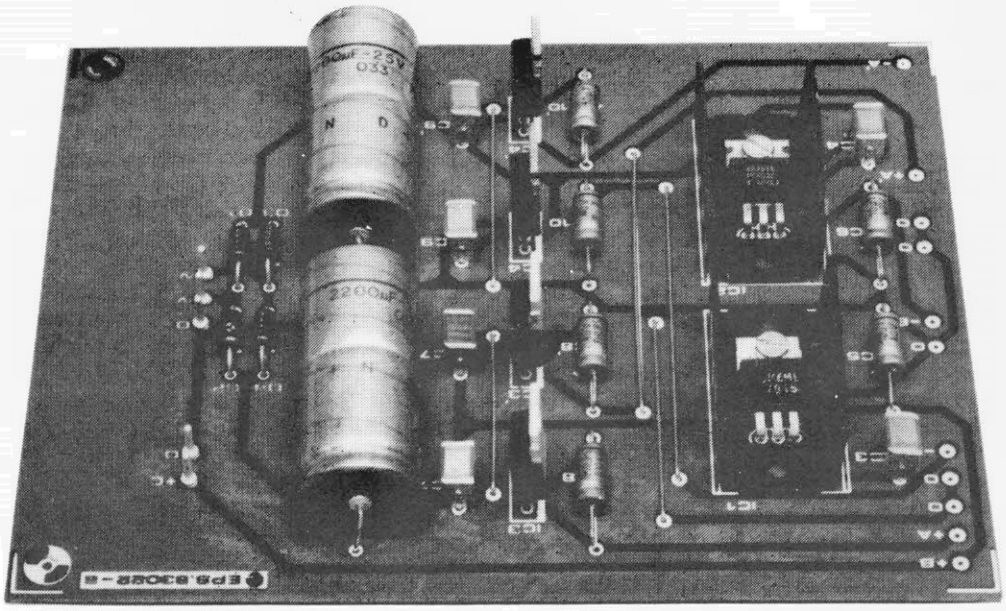
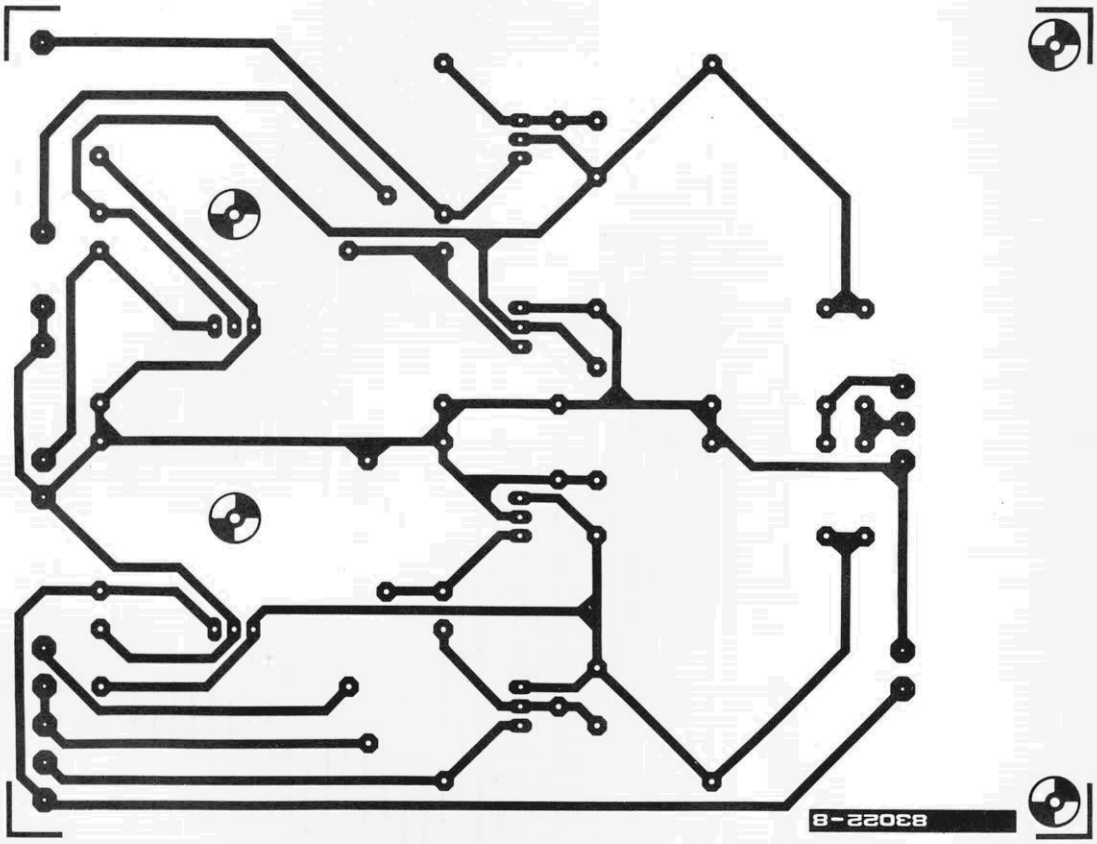


figura 4 — Fonte de alimentação completa para o Prelúdio. Repare que para evitar ao máximo a interferência entre canais, cada um deles tem alimentação separada. Foi prevista também um alimentação à parte para o amplificador de fones, o indicador de status e o controle remoto.



A vantagem dos CIs reguladores é óbvia: de que outra forma poderíamos montar três fontes simétricas completas em uma só placa impressa? Observe os pequenos dissipadores para IC1 e IC2.

5



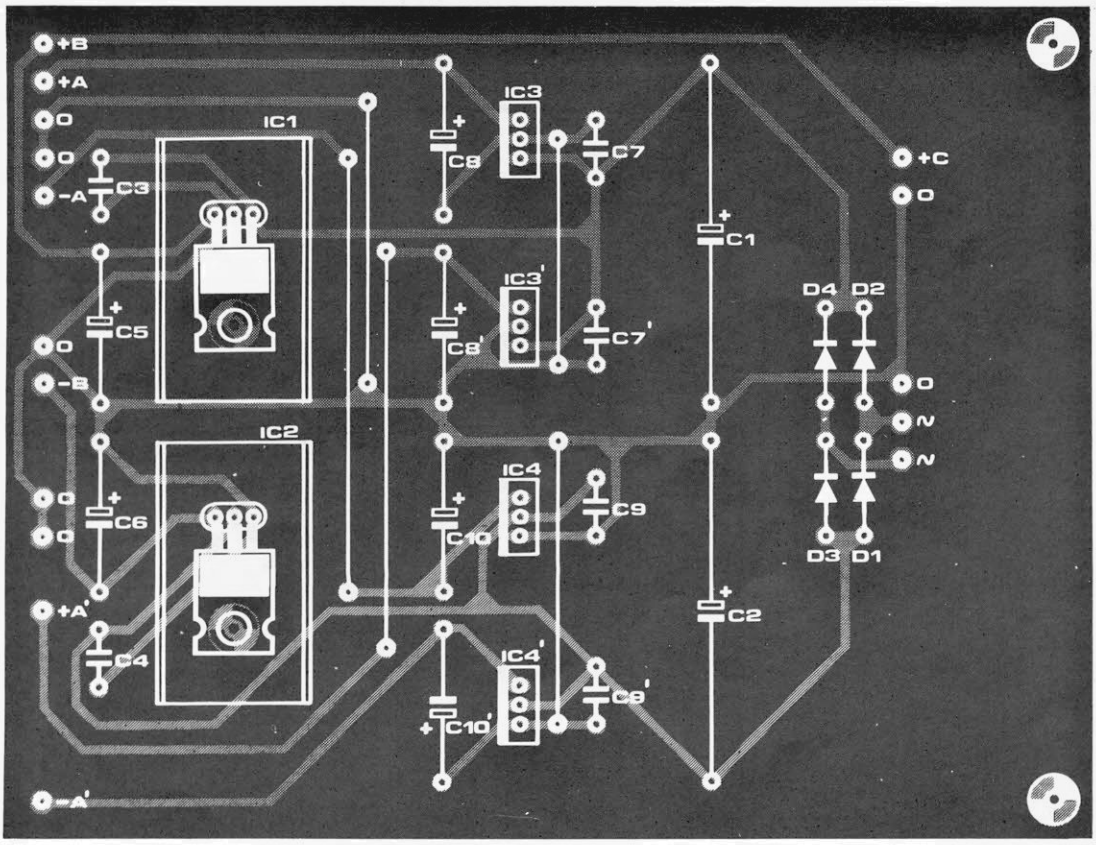


figura 5 — Traçado do cobre e disposição dos componentes relativos à placa da fonte de alimentação. IC1 e IC2 devem ser providos de pequenos dissipadores.

Lista de componentes (placa das fontes)

Capacitores
C1, C2 — 2200 µF/25 V
C3, C4, C7, C7', C9, C9' — 330 nF
C5, C6, C8, C8', C10, C10' — 10 µF/35 V

Semicondutores
D1... D4 — 1N4001
IC1, IC3, IC3'-7815
IC2, IC4, IC4'-7915

Diversos
Placa nº 83022-8
Tr1 — trafo de 2x15... 18 V/0,5 A
Dissipadores p/ IC1 e IC2
S13 — chave liga/desliga de 2 pólos

as várias sessões de montagem do Prelúdio. Antes disso, porém, vamos fazer mais alguns comentários sobre esse diagrama ampliado.

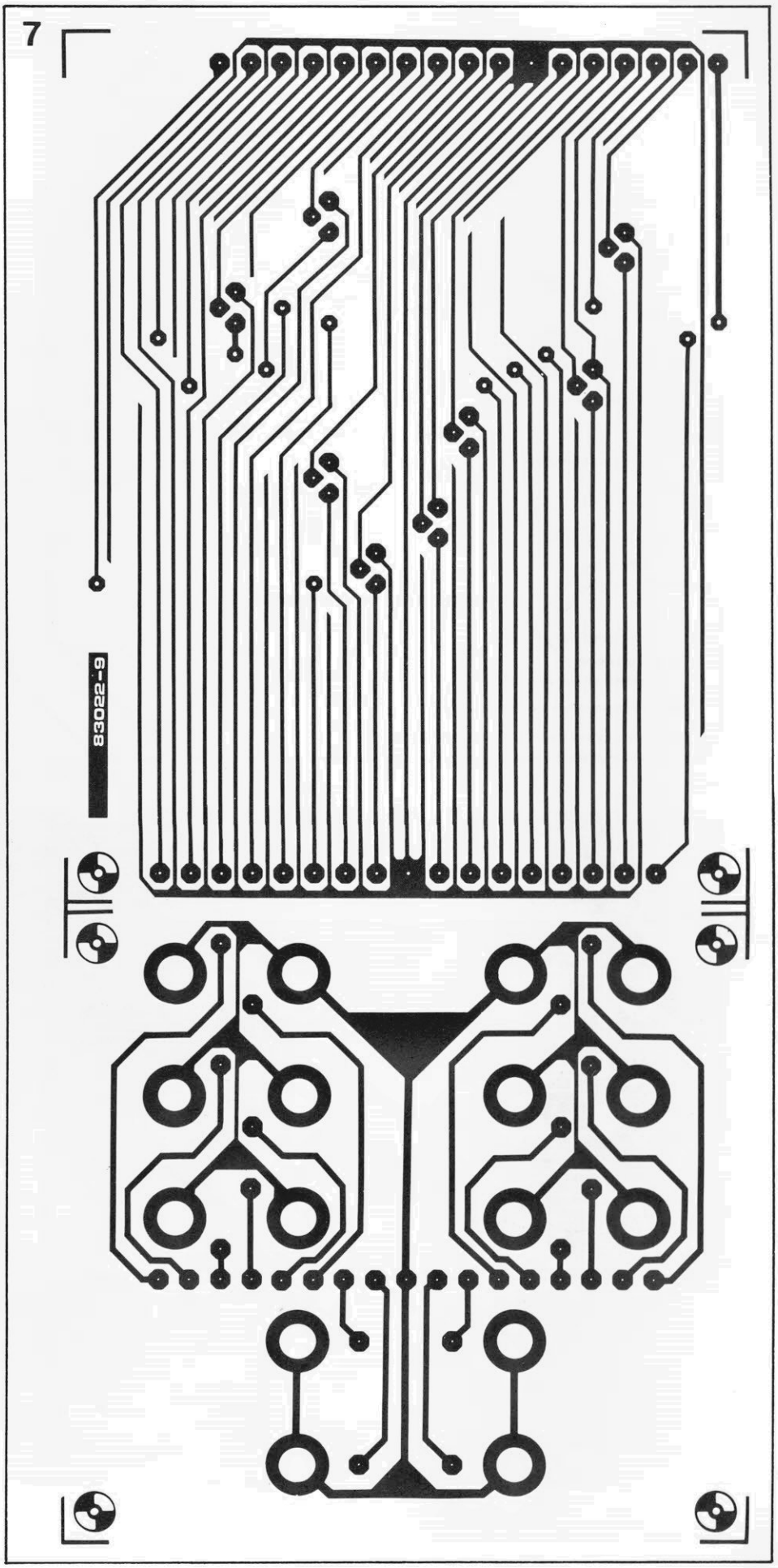
Observe que em paralelo com os bornes da entrada MM existem outros cuja finalidade é aceitar "plugues adaptadores" — os quais contêm um resistor ou um capacitor que, combinado com a impedância do fonocaptor, forma uma adequada impedância de entrada para o pré MM. A chave S1, como se pode ver, serve para selecionar entre BM, MM1 ou MM2; como os sinais aplicados a ela têm um nível bastante baixo, ela fica situada bem próxima aos bornes de entrada, no painel traseiro do gabinete do pré.

O pré-amplificador MM é acoplado a S2, seletora dos sinais de entrada. Um trimpot é colocado em série com cada uma das entradas, permitindo assim o ajuste das várias fontes de sinal nesse ponto. Duas saídas foram previstas para gravação em fita FITA 1 e FITA 2; as várias fontes de sinal podem ser comutadas independentemente para uma dessas duas saídas, por intermédio de S8 e S9. A chave S3, por sua vez, insere ou retira o controle remoto no sistema, enquanto S10 serve para introduzir dispositivos externos, tal como um equalizador.

A seleção entre mono e estéreo é feita por S11, ao passo que o bloco de ajuste de tonalidade pode ser contornado através de S12. O controle de volume P9 e o de equilíbrio P8 estão localizados após o amplificador de linha, assim como a chave S6, que atenua o sinal de saída em cerca de 20dB (silenciador). A chave S7, por fim, permite desviar o sinal que deixa o pré, do amplificador de potência para o amplificador de fones.

O circuito na prática

Uma fiação feita ponto a ponto em um pré-amplificador contendo todas essas interligações seria encorajar o surgimento de defeitos e confusões. Por esse motivo, foi desenvolvida uma espérie de placa-barramento, cujas pistas substituem praticamente todas as conexões representadas na figura 2. Mas essa placa serve também para alojar todas as chaves e potenciômetros. Como o pré foi concebido de forma modular, cada bloco da figura 2 será montado



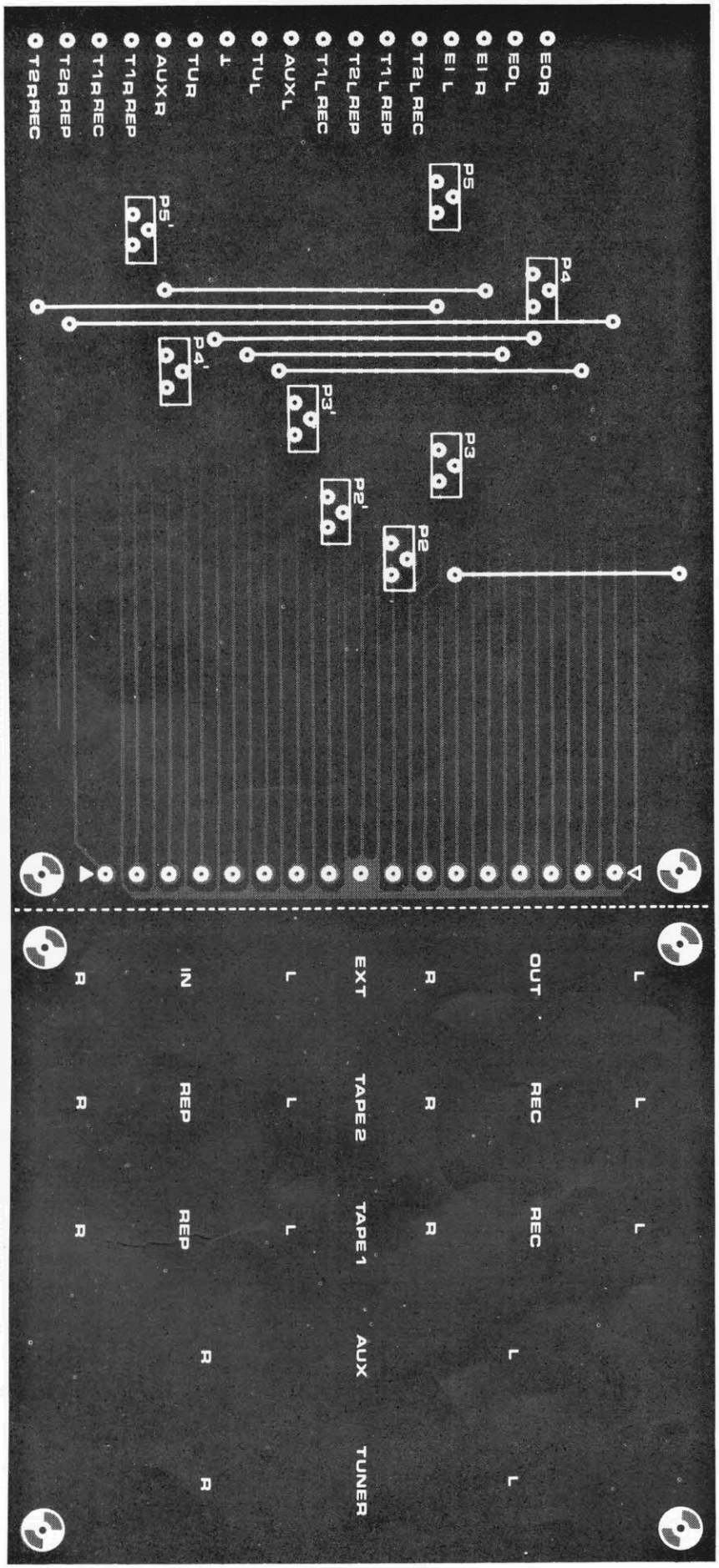


figura 7 — Traçado do cobre e disposição dos componentes para a placa das conexões. Ela é composta por duas partes, que devem ser separadas: a placa dos bornes e a placa conectora propriamente dita, com os trimpots.

sobre uma placa impressa separada; em seguida, todos esses módulos serão acoplados à placa-barramento.

Na figura 3 vê-se claramente a posição relativa de cada módulo dentro do Prelúdio. Uma placa conectora especial vai proporcionar as ligações entre os bornes de entrada, na parte traseira, e a placa-barramento, por trás do painel frontal. A exemplo da placa de conexões, algumas das placas dos módulos serão fixadas através de placas menores, a fim de aceitar os bornes correspondentes. Como se pode ver, fez-se o máximo esforço possível para reduzir a fiação ao mínimo indispensável.

Esse projeto modular permite omitir, por exemplo, a placa BM, a placa do controle remoto, a dos fones ou a do indicador de status; em qualquer desses casos, é necessário apenas inserir algumas pontes de fio na placa-barramento.

A fonte de alimentação

Na figura 4 pode-se ver o esquema completo da fonte utilizada para todo o sistema do Prelúdio. Seis CIs reguladores de tensão asseguram a estabilidade das alimentações exigidas, embora apenas duas tensões seriam

Lista de componentes (placa das conexões)

Resistores
P2... P5,
P2'... P5'-
trimpots
de 220 kΩ

Diversos
Placa nº 83022-9
16 bornes com rosca metálica para circuito impresso

Nota: é recomendável o uso de trimpots de montagem vertical.

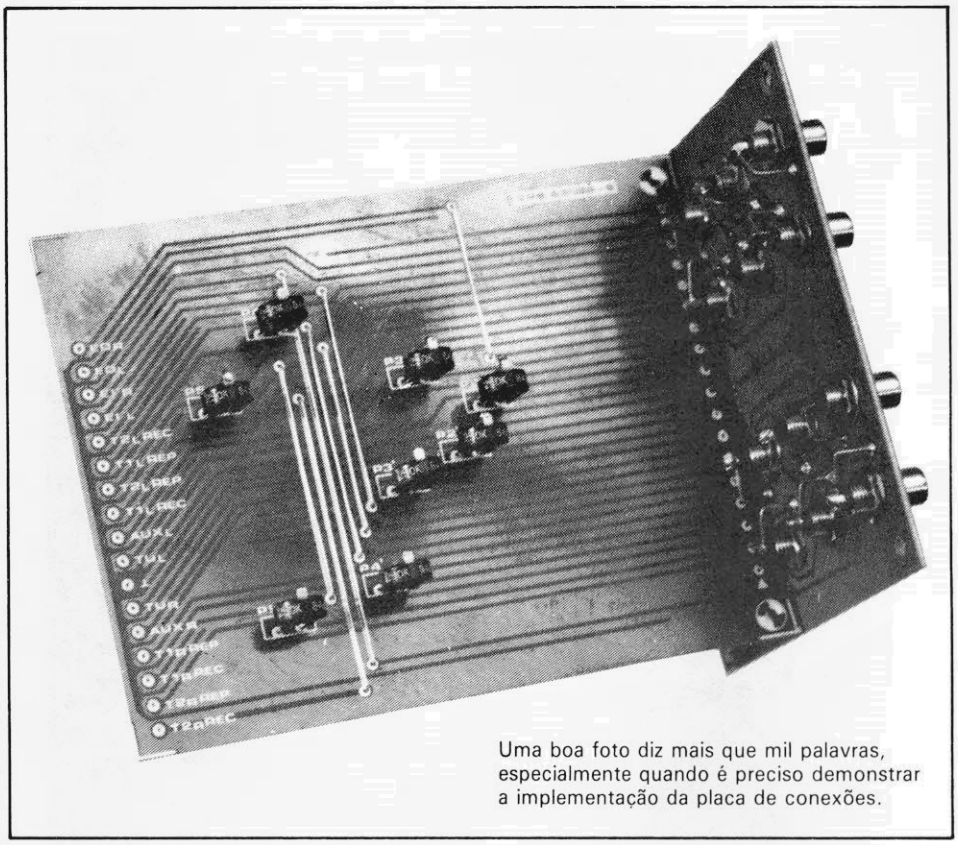
necessárias, na verdade: +15 e -15 V. É uma boa prática de projeto, porém, separar as cargas "pesadas" das "leves"; por esse motivo, o amplificador para fones, o controle remoto e o indicador de status foram alimentados através de IC1 e IC2 (pelas linhas designadas como +B e -B). Como o amplificador para fones "puxa" uma corrente considerável, em classe A, esses dois reguladores devem receber dissipadores.

Todos os estágios envolvidos no processamento de sinais (BM, MM, tonalidade e linha) têm, por sua vez, dois circuitos estabilizadores separados, sendo um para o canal direito e outro para o esquerdo. Os reguladores IC3 e IC4 fornecem a tensão simétrica de operação para o canal esquerdo, enquanto IC3' e IC4' são responsáveis pelo canal direito. Capacitores foram colocados nas proximidades desses integrados, a fim de suprimir possíveis interferências nos estágios que alimentam. Os demais componentes — a chave S13, o transformador, o retificador em ponte e os capacitores eletrolíticos C1 e C2 — dispensam comentários.

O circuito da fonte pode ser inteiramente acomodado na placa representada na figura 5 (repare, na foto correspondente, os dissipadores montados sobre IC1 e IC2). Uma vez montado e verificado o circuito, pode-se testá-lo; basta ligar o transformador à rede e medir a tensão, em relação à terra, nos pontos +A, +A' e +B (+15 V) e -A, -A' e -B (-15 V). É possível também efetuar testes sob carga, usando-se resistores de 68 ohms/5 W para +B e -B e resistores de 220 ohms/1 W para ±A e ±A'.

A placa de conexões

Essa placa contém todas as rotas existentes entre a placa-barramento e as entradas e saídas para gravação. Ela aloja também os trimpots, exceto aqueles utilizados no pré-amplificador MM. A figura 6 representa o "circuito" da placa de conexões, composto apenas por uma série de trilhas e pelos trimpots mencionados. Estes poderão, é claro, ser substituídos por pontes de fio ou divisores de potencial formados por dois resistores — com a vantagem de uma redução adicional do ruído.



Uma boa foto diz mais que mil palavras, especialmente quando é preciso demonstrar a implementação da placa de conexões.

A placa de circuito impresso da figura 7 é formada por duas partes: a placa conectora propriamente dita e uma outra, onde vão instalados os bornes de ligação. Depois de confeccionada, ela deve ser separada nessas duas partes e faz-se a instalação dos 16 bornes e 8 trimpots. Uma vez fixados os bornes à placa correspondente, os terminais de solda poderão ser ligados aos pontos adequados, através de pequenas extensões de fio. Note que os trimpots devem ser do tipo vertical; assim, quando o sistema completo for alojado em uma caixa apropriada, eles devem ser acessíveis por cima ou por baixo, a fim de permitir os ajustes necessários. Além disso, deverão ser instalados de modo que o nível do sinal aumente quando o cursor for girado no sentido anti-horário, com o conjunto observado por cima.

Os terminais da placa dos bornes e da placa conectora são interligados segundo suas próprias designações, usando-se pequenas extensões de fio. Não há também muito o que testar, nesse caso; uma boa inspeção visual será mais que suficiente. Agora é deixar as três placas em descanso até a próxima edição, quando veremos o amplificador para fones.

6

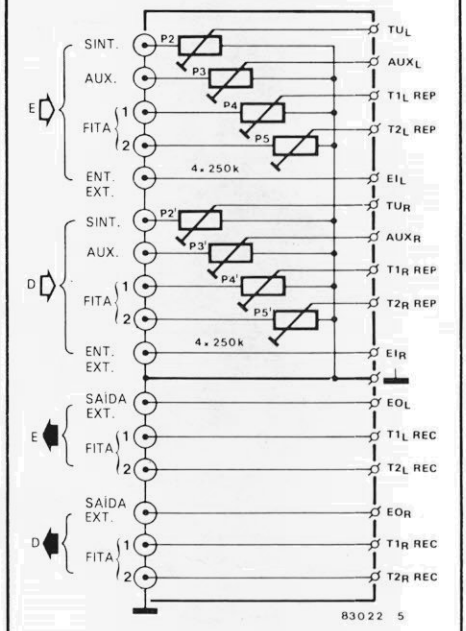


figura 6 — O "circuito" da placa de conexões consiste simplesmente em 8 trimpots e 16 bornes de entrada e saída.

Os recentes desenvolvimentos na tecnologia dos semicondutores de potência e componentes indutivos acelerou a popularização das fontes de alimentação do tipo chaveado — que são mais eficientes, leves e compactas. Como essas fontes já podem ser encontradas nas mais variadas potências, é hora de conhecer seus princípios básicos e aspectos práticos

Fontes chaveadas

Não há circuito eletrônico capaz de funcionar sem algum tipo de fonte de alimentação. Uma fonte básica, operada a partir da rede, consiste de um transformador, um retificador, um filtro (geralmente um capacitor, que "suaviza" e "armazena" o sinal) e um controle linear (ou regulador) para ajustar a tensão de saída no valor desejado (veja o artigo "Introdução às fontes CC", no nº 17/18).

Pode-se argumentar, porém, que uma fonte desse tipo exibe sérias desvantagens. Em potências relativamente elevadas, por exemplo, o transformador costuma ser caro e grande demais; o mesmo ocorre com os capacitores de filtragem. Além disso, o produto da queda de tensão sobre o regulador com a corrente drenada pela carga é sempre potência dissipada (e portanto desperdiçada) em forma de calor — o que resulta numa baixíssima eficiência global, principalmente com baixas tensões de saída. Não é de surpreender, portanto, que o ágil mundo da microeletrônica tenha criado a necessidade de fontes mais eficientes, condizentes com os sofisticados circuitos de hoje.

Essa necessidade foi atendida pelas fontes de alimentação chaveadas, nas quais a potência de saída não é continuamente regulada, e sim pulsada (ou comutada) em frequência relativamente elevadas. Na saída elas também possuem um filtro para "suavizar" a tensão fornecida, cujos componentes podem ser mais reduzidos graças à alta frequência de operação; o mesmo vale para o transformador (do tipo toroidal, normalmente), caso seja necessária uma isolação da rede.

Configurações básicas

Toda fonte chaveada é basicamente um conversor CC-CC, cujas três configurações fundamentais podem ser vistas na figura 1. O circuito *flyback* ou inversor é o primeiro deles (fig. 1a); um campo magnético é gerado sobre o indutor enquanto a chave permanece fechada, o que o faz atuar como fonte de energia assim que a chave é aberta. A tensão sobre o indutor tem então sua polaridade invertida e o diodo transfere a energia para o capacitor de armazenagem. Observe que a tensão de saída tem polaridade oposta à de entrada (daí o nome desse conversor)

O conversor *forward, buck* ou redutor (fig. 1b) não inverte a polaridade da tensão de entrada. Neste caso, o capacitor é carregado através do indutor, enquanto a chave está fechada; a diferença entre as tensões de entrada e saída aparece sobre esse indutor. Ao contrário do primeiro conversor, aqui o capacitor carrega-se com a chave fechada; logo que ela é aberta, o campo magnético do indutor sofre uma redução através do diodo. Claro que a chave, tanto neste caso como nos outros, é na verdade um transistor de potência; o diodo, por sua vez, dispõe de proteção contra a tensão induzida. Nos circuitos redutores, como o próprio nome diz, a tensão de entrada é maior que a de saída.

A última das configurações recebeu o nome de *boost, step up* ou ampliadora (figura 1c); ela apresenta uma tensão de saída maior que a de entrada, sendo funcionalmente semelhante ao conversor *flyback*. A energia fica armazenada no indutor com a chave fechada e é fornecida á carga, via diodo, ao se abrir a mesma.

Modalidades

Dependendo do comportamento da corrente no indutor, as fontes chaveadas podem exibir duas modalidades distintas de operação (veja a figura 2). Ao se fechar a chave, a corrente pelo indutor cresce linearmente, até um determinado valor máximo (Ui = constante); assim que ela é aberta, a corrente cai também de forma linear.

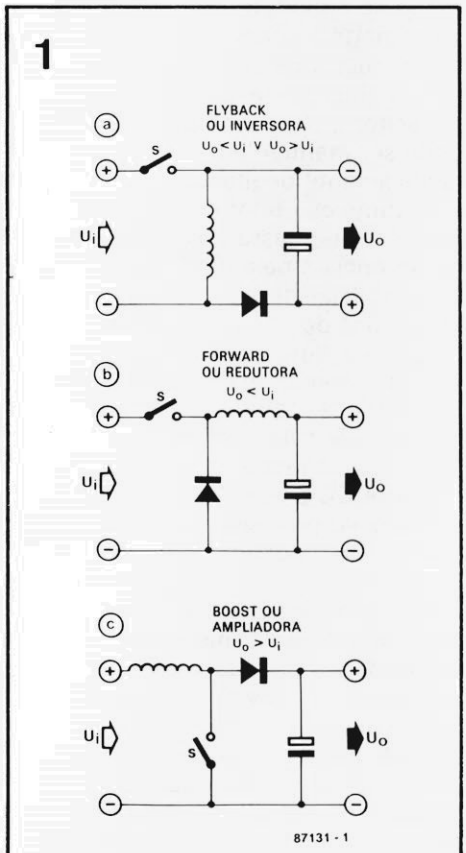


figura 1 — As três configurações básicas de uma fonte chaveada.

O circuito opera na **modalidade descontínua** se a corrente assume o valor nulo em cada período — caso em que o capacitor se encarrega de suprir a corrente de carga durante o restante do período. O modo descontínuo caracteriza-se pela boa resposta do circuito fechado de regulação a flutuações da tensão de entrada (regulação de linha) e da carga (regulação de carga). Como não há energia no indutor no início de cada período, a regulação pode ser efetuada num esquema período a período (pode-se até considerar, de fato, que o indutor sequer está presente no circuito regulador). A máxima defasagem de 90° no capacitor *buffer* garante a estabilidade do circuito fechado de regulação.

Uma das desvantagens da modalidade descontínua é a corrente de pico relativamente elevada que o elemento chaveador deve suportar. É o modo de operação normalmente adotado pelos conversores do tipo inversor e ampliador.

Já na **modalidade contínua**, a corrente que flui pelo indutor jamais cai a zero no final de cada período. Assim sendo, a corrente de *ripple* no indutor é pequena, se comparada à corrente de carga, o que requer uma auto-indutância razoavelmente elevada. O capacitor *buffer*, em contrapartida, pode ser mantido em valores relativamente pequenos.

O vantajoso fator de forma da corrente que passa pelo transistor de potência e pelo diodo torna esta modalidade ideal para aplicações de alta potência. A resposta a flutuações da carga, no entanto, é inferior à da modalidade descontínua; cada variação na corrente de carga requer uma alteração correspondente na corrente CC presente sobre a auto-indutância, processo que pode tomar vários períodos para se completar.

Não é possível comutar um sistema automaticamente da modalidade contínua para a descontínua, ou vice-versa, porque isto iria provocar alterações consideráveis nas características de transferência em laço aberto, promovendo instabilidades no sistema fechado de regulação. Isto significa que a corrente de carga, em sistemas operando na modalidade contínua, deve ser superior à metade do valor pico a pico da corrente de *ripple* presente no indutor. Os conversores redutores são os que normalmente trabalham nesta modalidade.

2

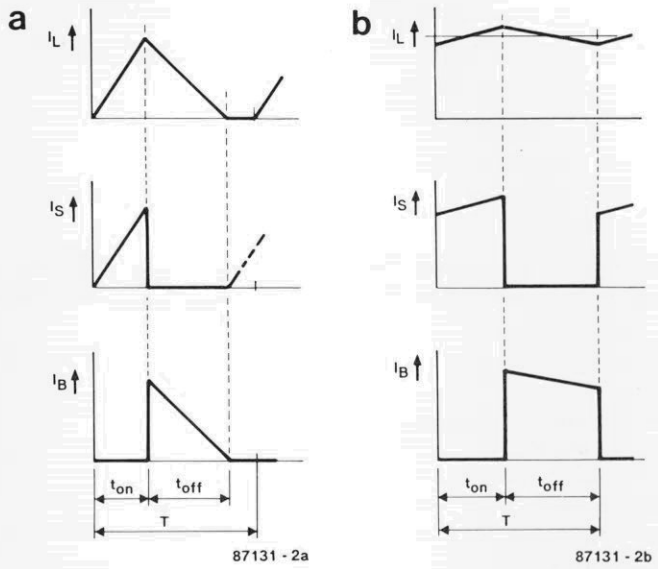


figura 2 — As modalidades do tipo descontínuo (a) e contínuo (b) diferem quanto à corrente que passa pelo indutor.

3

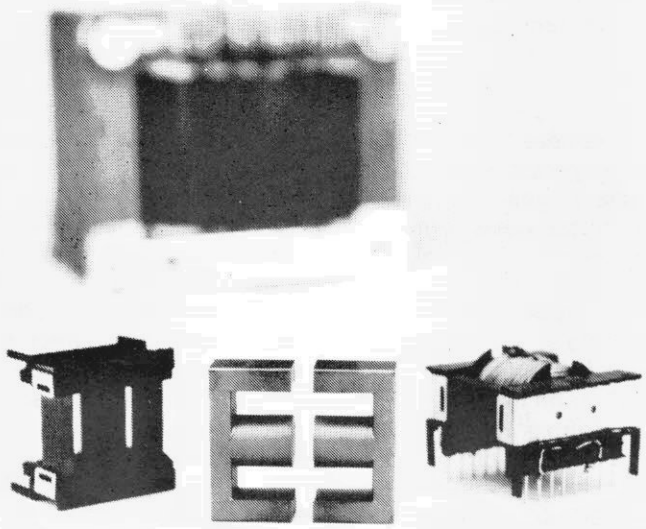


figura 3 — Um núcleo tradicional de ferro doce (no fundo) e um moderno núcleo ETD de ferrite, com a mesma capacidade de potência.

Operação isolada da rede

Em muitos casos, a tensão entregue às fontes chaveadas é obtida diretamente da rede, sendo depois submetida a retificação e filtragem. A tensão contínua

resultante (cerca de 155 V para redes de 110 V e 310 V para as de 220 V) raramente é utilizada em conversões diretas para tensões baixas (12 V, por exemplo), em vista do reduzido fator de trabalho que estaria envolvido e da necessidade de grandes auto-indutâncias. Sem falar do perigo de uma conexão direta com a rede, que costuma ser desaconselhada ou mesmo proibida pelas normas técnicas de todos os países.

É preciso apelar, portanto, para os transformadores de ferrite — que nas fontes chaveadas têm a vantagem de ser bem menores que os de ferro doce, normalmente usados nas fontes lineares (veja a figura 3). Existe, entretanto, uma série de importantes considerações que visam manter dentro de limites aceitáveis as perdas no material do núcleo; por isso emprega-se ferrite no lugar do ferro laminado: ele é um bom isolante, leve e de confecção relativamente simples.

Esse transformador especial faz a conversão das elevadas tensões de entrada para valores próximos da tensão contínua desejada, elevando assim o fator de trabalho e reduzindo os picos de corrente nos transistores de potência.

Circuitos conversores

A mais simples configuração que uma fonte chaveada pode assumir está na figura 4a: é um conversor *flyback* de um só transistor, próprio para pequenas potências (até 250 W). Nessa aplicação, é mais conveniente designar o transformador como auto-indutância acoplada, já que ele assume a função do indutor mostrado na fig. 1a.

O conversor redutor operando na modalidade contínua é mais apropriado para alimentar cargas relativamente pesadas. Sua versão mais frequente baseia-se num único transistor e em um enrolamento desmagnetizador no primário (fig. 4b). O transistor, no caso, deve ser capaz de manipular o dobro da tensão de entrada.

Mas o enrolamento desmagnetizador pode ser omitido se o circuito receber outro transistor e um diodo *flyback*, como na fig. 4c. Além disso, agora os transistores devem suportar somente metade da tensão de entrada — embora sejam excitados em relação a potenciais diferentes, como nos circuitos em ponte que iremos ver.

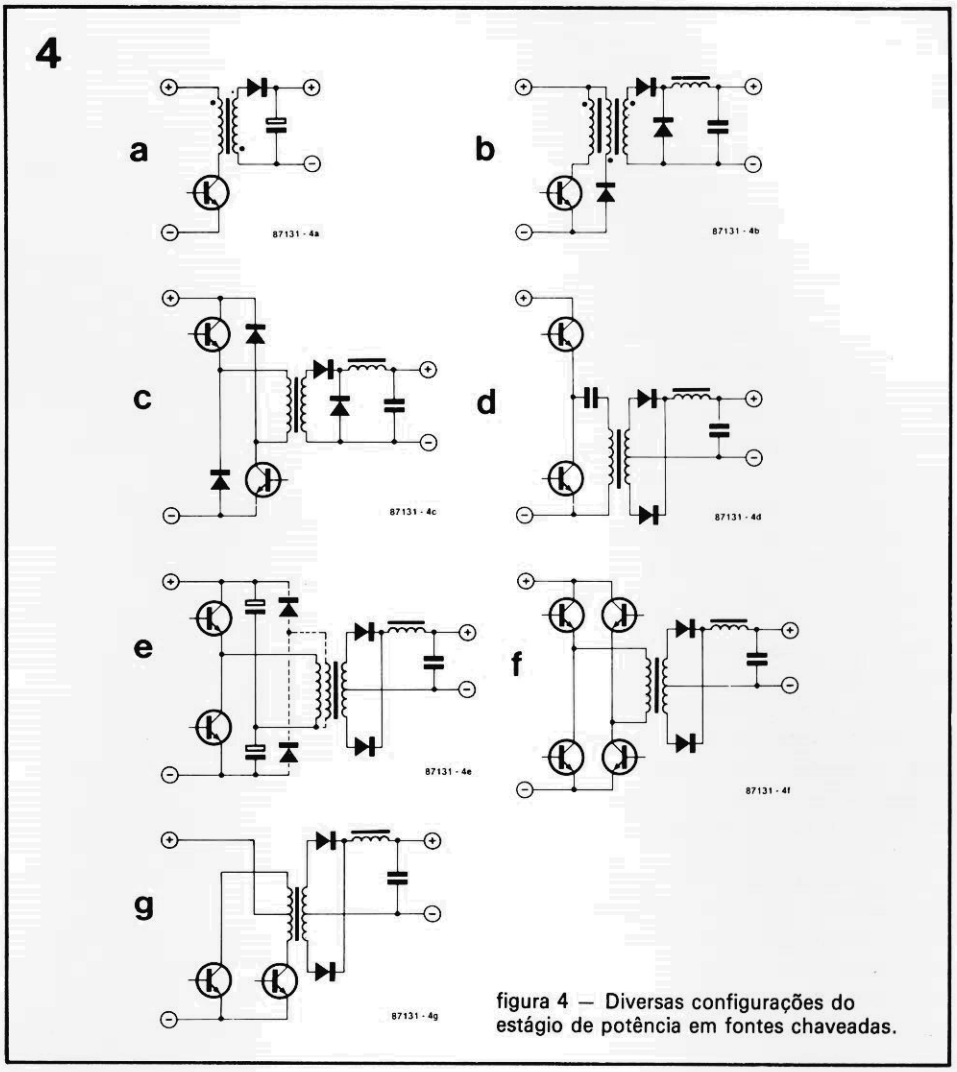


figura 4 — Diversas configurações do estágio de potência em fontes chaveadas.

Tais circuitos, de meia ponte ou ponte completa, são adequados às aplicações de alta potência e aparecem nas fig. 4d a 4g. A versão em ponte completa é especialmente visada a cargas maiores, devido ao fato de dobrar a tensão eficaz de entrada. Note que o exemplo da fig. 4g também é um circuito em ponte, baseado em um transformador com derivação central que permite a excitação dos transistores por um potencial comum de referência.

O estágio do primário pode empregar tanto transistores bipolares especiais como FETs de potência; a tecnologia bipolar é ideal para frequência de comutação até 50 ou 100 kHz, ao passo que os FETs são mais rápidos, permitindo a utilização de frequências mais elevadas sem incorrer em perdas excessivas de comutação. Atualmente, a máxima frequência permissível de chaveamento gira em torno de 1 MHz e espera-se que os FETs de potência venham a ser predominantes nas fontes chaveadas, em vista das contínuas elevações de frequência. Esses componentes ainda são bastante caros, porém, especialmente os modelos para altas tensões; tendem a se tornar mais acessíveis nos países onde a tensão da rede é de 110 V, como os EUA e o Brasil.

A saturação do núcleo

Qualquer enrolamento de transformador forma uma auto-indutância e a tensão média sobre ele deve ser nula, portanto. Quando isto não ocorre, a tensão contínua resultante dá origem a uma corrente contínua linearmente crescente, acabando por saturar o núcleo. O campo H, então, juntamente com a corrente, aumenta exponencialmente, de acordo com a lei de Faraday (elevação constante do fluxo

magnético por unidade de tempo). Tal efeito deve ser evitado a todo custo, pois pode levar à destruição do circuito primário.

Nos circuitos das figuras 4b e 4c, o campo no núcleo do transformador é enfraquecido com o auxílio dos diodos *flyback*, mas apenas enquanto o fator de trabalho permanecer abaixo dos 50%. Já no circuito da fig. 4d não devem surgir problemas causados pela magnetização permanente do núcleo, pois o capacitor de acoplamento garante a ausência de corrente contínua no enrolamento primário.

A situação torna-se mais complexa na fig. 4e: embora o enrolamento primário disponha de acoplamento em CA, poderá ainda haver uma tensão contínua na junção dos capacitores. Esse potencial positivo ou negativo poderá surgir de uma excitação imperfeita (ou seja, desbalanceada) dos transistores de potência — os quais talvez exibam também tempos de recuperação diferentes. Esse desbalanceamento pode ser evitado por meio de um enrolamento de compensação e dois diodos *flyback* (representados com linha tracejada).

No circuito da figura 4τ raramente são usados capacitores de acoplamento, para bloquear a corrente CC magnetizante, porque ele é voltado para aplicações em altíssima potência. Nesse caso, mede-se as correntes negativa e positiva presentes no primário e qualquer diferença entre elas é compensada controlando-se o fator de trabalho. Uma medida de segurança que também pode ser aplicada à versão da fig. 4g.

Controle de tensão

Nas fontes do tipo chaveado, a tensão de saída é medida, comparada a uma referência e mantida em um valor constante pelo controle do fator de trabalho do sinal excitador aplicado às chaves de potência (ou seja, os transistores). O efeito regulador do circuito de controle depende das características de laço aberto do sistema.

A simplicidade do conversor *flyback* torna-o menos adequado a várias aplicações, já que seu fator de trabalho depende principalmente da carga, com uma tensão constante de saída. Mas uma boa regulação requer também uma boa amplificação no circuito de medição e controle. No caso do conversor redutor, esse circuito de controle de tensão não precisa exibir um forte efeito regulador — porque, em essência, a tensão de saída depende apenas da relação de espiras do transformador (considerando uma tensão constante na entrada).

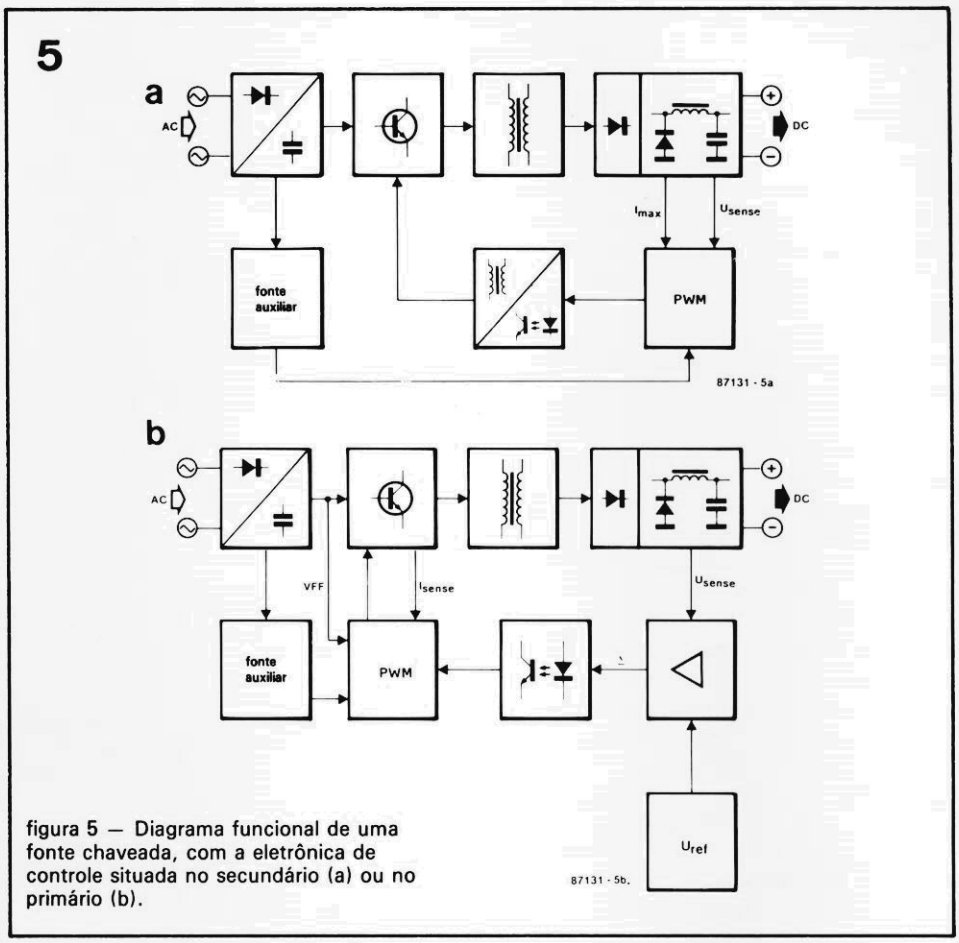


figura 5 — Diagrama funcional de uma fonte chaveada, com a eletrônica de controle situada no secundário (a) ou no primário (b).

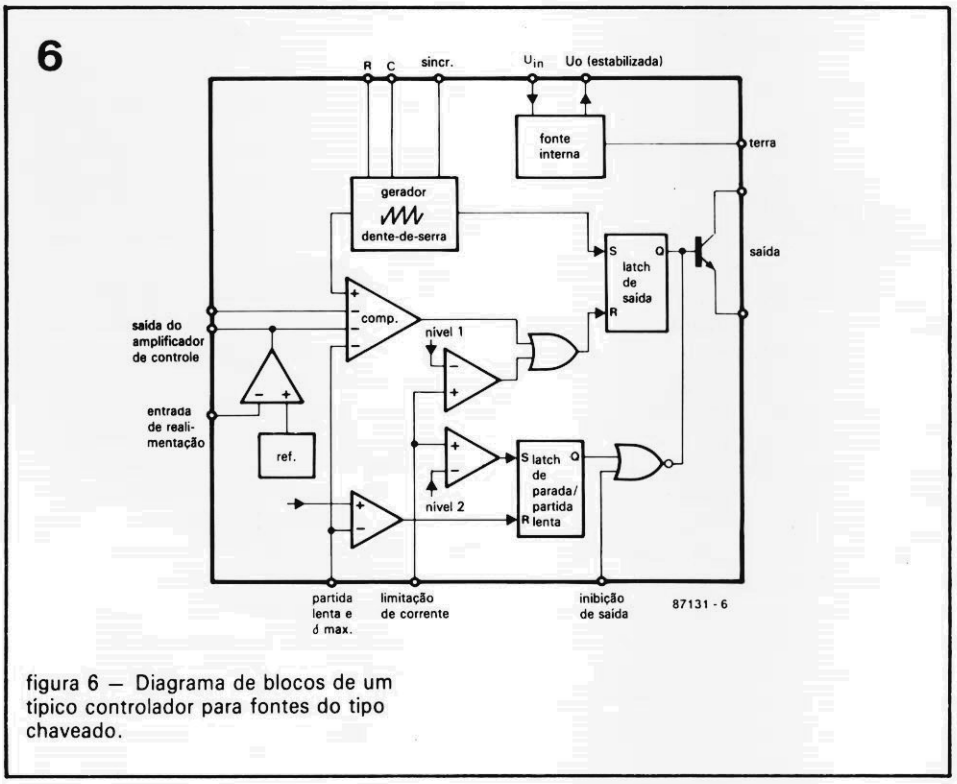


figura 6 — Diagrama de blocos de um típico controlador para fontes do tipo chaveado.

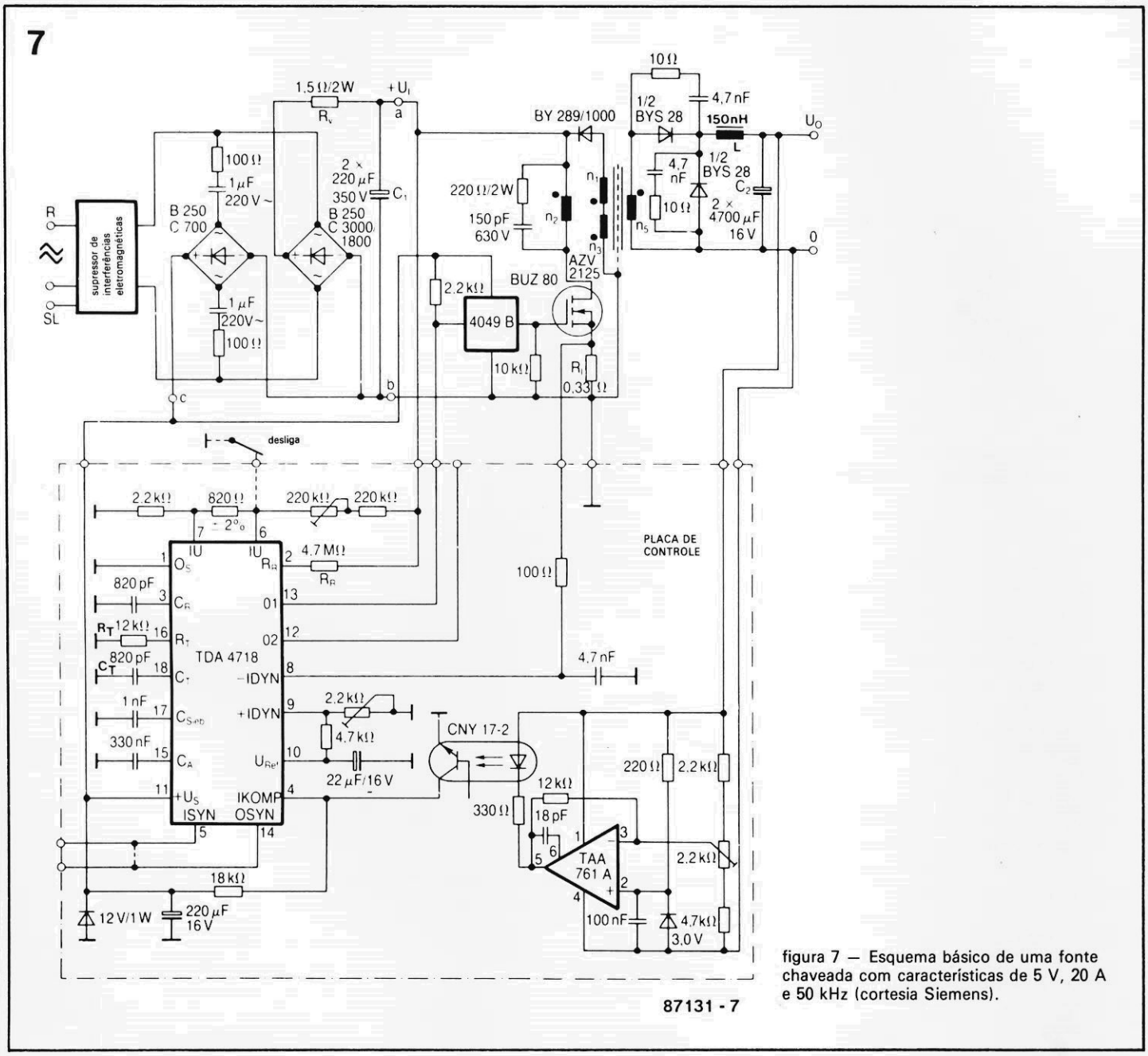


figura 7 — Esquema básico de uma fonte chaveada com características de 5 V, 20 A e 50 kHz (cortesia Siemens).

Existem três tipos básicos de controle da tensão:

— *Controle direto do fator de trabalho*, no qual o sinal de erro é amplificado e aciona um modulador por largura de pulso, que por sua vez ajusta como desejado o fator de trabalho. Exige uma alta amplificação global, às custas de alguma estabilidade — principalmente no caso de conversores operando na modalidade contínua.

— *Realimentação de tensão*, que é o sistema mais empregado, faz com que a pré-regulação do fator de trabalho seja implementada em função da tensão de entrada — permitindo assim que a tensão de saída do sistema em laço aberto seja independente da tensão de entrada. O circuito de controle, portanto, só é necessário para compensar as flutuações da carga. O sistema de pré-regulação melhora a regulação de carga, assegurando uma supressão eficiente de zumbido.

— *Controle em modalidade de corrente*, que contém um segundo circuito de controle (laço interno) no circuito de controle de tensão (laço externo); possibilita, com isso, a desativação pura e simples dos transistores de potência em um valor de pico aproximado da corrente, que é prefixado. O efeito prático obtido é o da quase ausência do indutor no filtro de saída.

O sistema todo pode ser então considerado, essencialmente, uma rede de primeira ordem, onde o capacitor do filtro final é o único elemento alterador de fase. A estabilidade da fonte inteira, assim como a resposta do sistema fechado a flutuações da tensão de entrada e da corrente de carga, é excelente. Os conversores redutores de alta potência, do tipo contínuo, costumam ser equipados com esses controles em modalidade de corrente, por motivos óbvios.

Posição do circuito de controle

O circuito de controle de tensão pode estar situado no primário ou secundário da fonte. Caso esteja no primário (fig. 5b), permite excitar o estágio de potência diretamente do CI e facilita a implementação de circuitos de pré-regulação e monitoração da corrente primária. Em contrapartida, tem a desvantagem de exigir um dispositivo isolador no laço de controle, a fim de transmitir um sinal analógico do primário para o secundário (normalmente efetuado por um fotoacoplador). Somente o sinal de erro é transmitido, porém, para evitar instabilidades na tensão de saída, provocadas pelo envelhecimento do próprio fotoacoplador.

Com o circuito de controle localizado no secundário (fig. 5a), pode-se fazer um acoplamento direto com o controlador de tensão. Ele permite, além disso, o uso do circuito de referência embutido em muitos dos atuais controladores integrados para fontes chaveadas. O sinal PWM é enviado ao estágio de potência por intermédio de um fotoacoplador rápido ou um transformador de pulsos específico. As diferenças na excitação aplicada a vários transistores de potência são relativamente fáceis de monitorar e corrigir, mas o controle pelo secundário dificulta o acompanhamento da corrente primária.

Qualquer que seja o circuito de controle utilizado, no entanto, ele deve ter sua própria fonte de partida. A tensão gerada a partir daí só se torna disponível, obviamente, após a fonte entrar em plena operação.

Controladores para fontes chaveadas

Já existe uma grande variedade de circuitos integrados para se controlar fontes chaveadas. Apresentam os mesmos princípios básicos de operação, que podem ser explicados com o auxílio do diagrama de blocos genérico dado na figura 6.

O modulador por largura de pulso é composto por um gerador dente-de-serra, um comparador de tensão e um biestável do tipo *set-reset*. Uma segunda entrada do comparador vai ligada à saída de um amplificador operacional, encarregado de amplificar a diferença entre as tensões real e desejada de saída. Costuma-se ainda incluir uma referência precisa de tensão, compensada em temperatura, para o ajuste de uma tensão específica de saída.

O restante dos estágios existentes no CI desempenha funções auxiliares e atua em vários tipos de proteção. E possível optar entre os controles por realimentação de tensão e modalidade de corrente alterando a inclinação do sinal dente-de-serra. Entradas especiais de controle possibilitam estabelecer um fator nulo de trabalho. Outra entrada, analógica, é ativada acima do nível de tensão predefinido, podendo assim ser utilizada como proteção de dois níveis contra curto-circuitos; assim que a corrente de saída atinge o primeiro nível, o fator de trabalho é mantido constante e o circuito fornece uma corrente máxima constante, ao passo que no segundo nível o fator de trabalho é "zerado". Por fim, uma entrada digital permite controlar a fonte remotamente (tal como em testes controlados por computador, por exemplo).

A entrada que determina o fator máximo de trabalho está presente na maioria dos controladores para fontes chaveadas. Adequadamente excitada, ela evita a saturação do núcleo do transformador e, portanto, o aumento exponencial da corrente primária. Tal medida de segurança é de grande utilidade em fontes que operam na modalidade contínua — nas quais o fator de trabalho tende a assumir o valor máximo, a cada variação da corrente de saída, num esforço para corrigir a corrente CC no indutor do filtro final, de acordo com a nova carga.

A fonte com múltiplas tensões

Tensões adicionais de alimentação são de fácil implementação em fontes do tipo chaveado, mediante o auxílio de outros enrolamentos no secundário do transformador. Nos computadores e equipamentos associados, a combinação usual consiste em uma seção de 5 V de grande potência e derivações auxiliares de ±12 V. O controle de tensão, em geral, costuma ser efetuado apenas na derivação de 5 V; isto porque com um acoplamento magnético bem feito entre os enrolamentos secundários (o que deve ser normal em transformadores bem construídos), a tensão de saída dos enrolamentos auxiliares é regulada juntamente com a derivação principal, com uma precisão razoável.

Falando de perdas

Embora as fontes chaveadas sejam famosas principalmente pela sua alta eficiência, elas sempre exibem alguma perda de potência, que podemos dividir em três categorias:

— *Perdas de comutação nos transistores de potência*, que podem ser mantidas dentro de limites aceitáveis com a elevação da frequência de chaveamento (com o auxílio de capacitores "aceleradores", por exemplo). As perdas de potência provocadas pelos transistores em condução são relativamente pequenas, principalmente com altas tensões de entrada.

— *Perdas no transformador*, que podem ser subdivididas em perdas no cobre e no núcleo. Em frequências de chaveamento inferiores a 100 kHz, considera-se em primeiro lugar as perdas no cobre para calcular as especificações ideais do transformador. É preciso ter o cuidado, também, de neutralizar o considerável efeito pelicular, que reduz o diâmetro eficaz do cobre com a elevação da frequência. Muitos fabricantes de fontes chaveadas optaram pela utilização do fio litz nos enrolamentos do transformador, a fim de minimizar essas perdas do efeito pelicular.

As perdas do núcleo são provocadas por correntes parasitas e pela histerese do ferrite e dependem diretamente da chamada *varredura da densidade de fluxo* e da frequência. As empresas produtoras dos núcleos de ferrite fornecem gráficos que permitem estabelecer a máxima perda permissível do núcleo, em função da resistência térmica do mesmo e outros parâmetros. As

8

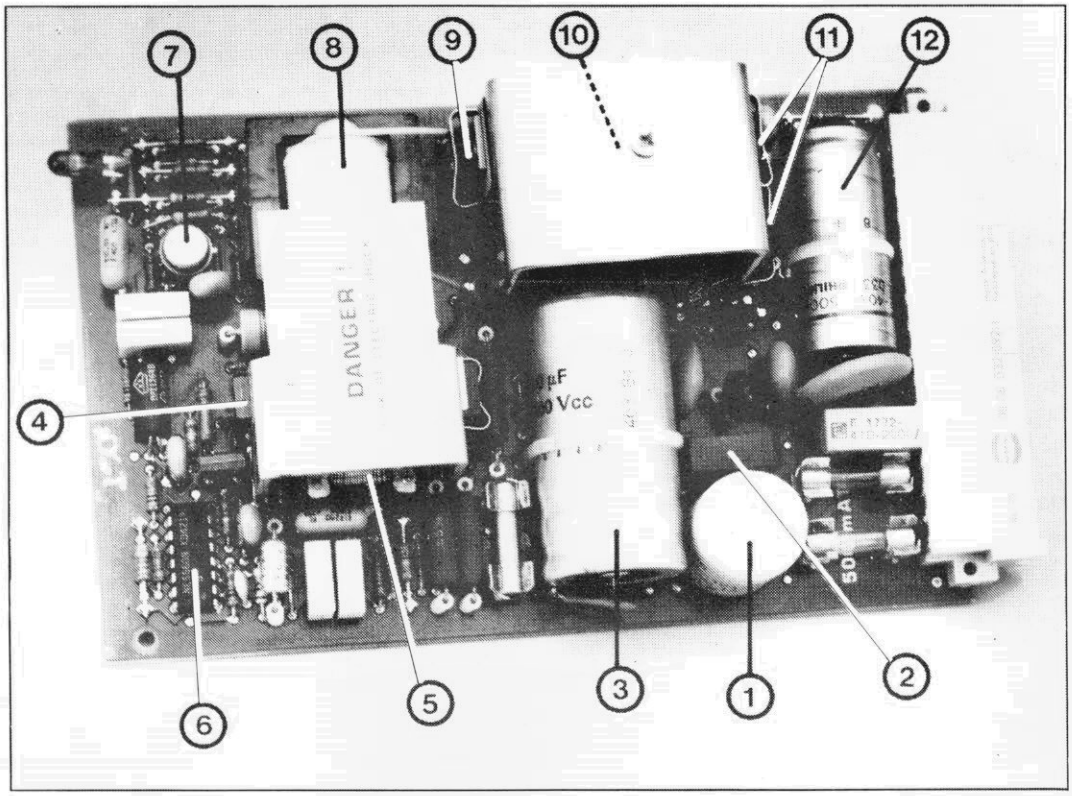


figura 8 — Uma fonte chaveada comercial com os vários elementos assinalados (veja texto).

perdas do núcleo são cruciais no projeto de transformadores específicos para fontes chaveadas.

— *Perdas de retificação e filtragem*, que vão se tornando mais sérias com tensões de saída relativamente baixas (5 V, por exemplo) e são causadas principalmente pela queda direta de tensão sobre os diodos. Por isso, costuma-se empregar diodos Schottky nessa função, devido à sua baixa queda direta e boas características de comutação. Além disso, alguma potência é também dissipada sobre o indutor, como parte do filtro de saída.

Um circuito prático

O esquema de uma típica fonte chaveada pode ser visto na figura 7, numa aplicação sugerida pela Siemens. O capacitor *buffer* C1 foi instalado na saída de um retificador em ponte, que por sua vez é alimentado diretamente por um filtro de rede. O resistor de potência Rv limita a corrente de pico de carga sempre que a fonte está ligada. O tipo de transformador usado deixa claro que o circuito adotado é um conversor redutor ou *forward*; os enrolamentos do primário e do secundário (N2, N5) estão em fase, conforme está indicado no esquema. Quanto ao enrolamentos auxiliares N1 e N3, servem para desmagnetizar o núcleo.

A linha tracejada no símbolo do núcleo indica o uso de uma blindagem eletromagnética e a configuração do filtro de saída, no circuito do secundário, demonstra que a fonte foi projetada para operar na modalidade descontínua. Foi utilizada uma auto-indutância relativamente pequena em conjunto com uma grande capacitância *buffer*, a fim de garantir uma potência adequada de saída quando não há corrente sobre o indutor.

A tensão de saída é dividida e comparada a uma referência de 3 V. O sinal de erro que deixa então o operacional é entregue ao circuito primário de controle baseado no TDA 4718, através de um fotoacoplador. Os componentes C_T e R_T definem a frequência de chaveamento de 50 kHz.

A máxima corrente de saída foi estabelecida através do pino 9, ao passo que a corrente máxima do primário é monitorada mediante o auxílio da rede acoplada ao pino 8. O capacitor ligado ao pino 15 do controlador assegura uma elevação gradual do fator de trabalho após o acionamento do circuito (partida lenta). A tensão de entrada é verificada através dos pinos 6 e 7 e quando ela se torna muito baixa ou muito alta o fator de trabalho cai a zero.

A realimentação de tensão é implementada com a ajuda de R_R, que vai ligado ao pino 2, enquanto o sinal de comutação, na saída do controlador, é enviado ao MOSFET de potência por intermédio de uma série de *buffers* CMOS, contidos em um integrado 4049. O circuito de controle recebe informações da rede através de um divisor de tensão capacitivo.

Na figura 8 vemos uma fonte chaveada compacta, já instalada em uma placa de circuito impresso. Os números assinalam as seguintes partes essenciais: (1) filtro da rede; (2) retificador primário; (3) capacitor *buffer* para a tensão primária; (4) transistor de comutação; (5) transformador de pulsos para excitação; (6) controlador PWM para fontes chaveadas; (7) tensão de referência do secundário e amplificador de erro; (8) transformador com núcleo de ferrite; (9) diodo *flyback* do primário para reduzir o campo do transformador; (10) indutor do filtro de saída; (11) retificador e diodo *flyback* do secundário; (12) capacitor de saída.

Futuros desenvolvimentos

Como já comentamos, no início do artigo, embora os aspectos teóricos das fontes chaveadas sejam conhecidos há um bom tempo, foi só com o surgimento de transistores rápidos de potência, controladores integrados e novos tipos de ferrite que se deu o verdadeiro impulso a essa classe de fontes de alimentação. Frequências de chaveamento cada vez maiores vão possibilitar a redução das dimensões do filtro secundário, mas ao mesmo tempo irão representar um problema em termos de interferência eletromagnética, devido ao grande número de harmônicas de alta intensidade e outros produtos espúrios.

Com isto em mente, existe um interesse crescente em fontes de oscilação livre, nas quais as correntes são senoidais ao invés de retangulares. Ao mesmo tempo, os vários tipos de fontes aqui abordados estão sendo constantemente aperfeiçoados, a fim de tornar senoidal o consumo de corrente da rede. Isso irá garantir menos interferência na rede, uma maior eficiência do retificador (graças ao fator de forma mais favorável da corrente) e correntes de pico menores nos capacitores *buffers*.

Leituras suplementares

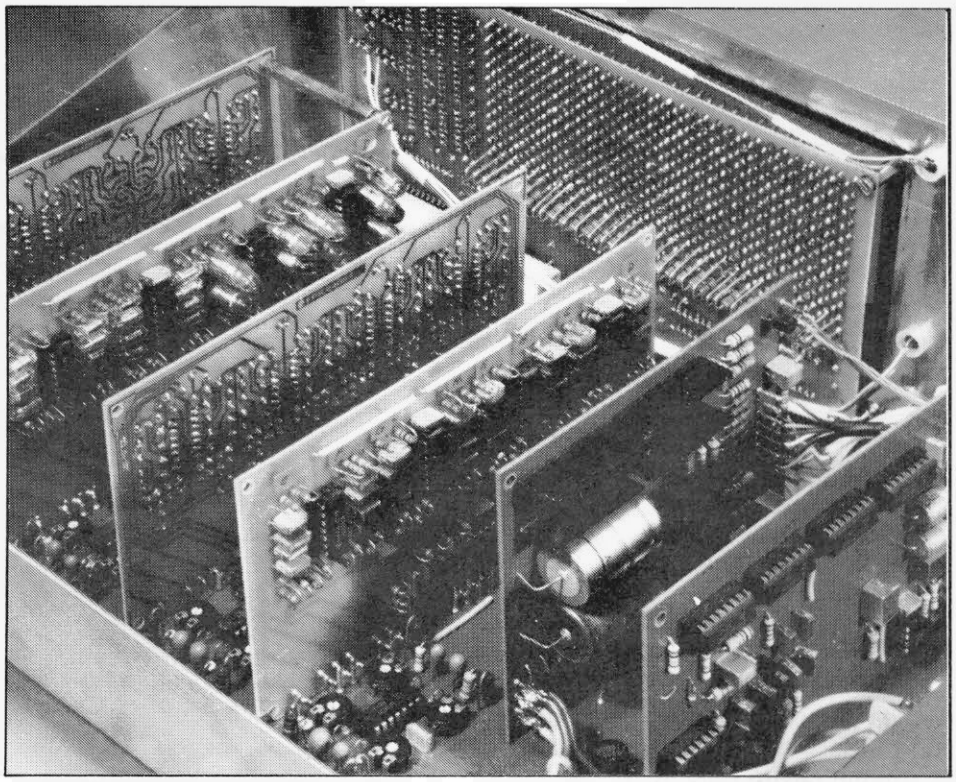
* *High frequency power transformer and choke design;* partes 1... 4 ; Philips Technical Publication, setembro 1982.
* *Electronic Components & Applications*; vol. 2, nº 1; Philips, novembro 1979.
* *Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual*; Unitrode, ed. 1986.
* *Schaltnetzteile (SNT), Technik und Bauelemente*; Siemens Technische Mitteilung nº 89-83269.
* *Steuer und Uberwachungsschaltungen fuer Moderne Schaltnetzteile (SNT), TDA47XX familie*; Siemens Technische Berschreibung nº B/3132.
* *Integrierte Schaltnetzteil-Steuerschaltungen, Funktion und Anwendung*; Siemens Technische Beschreibung nº B1-83116.
* *SGS power supply application manual*; julho 1985.
* Manuais e notas aplicativas de várias fontes: Intersil; Mullard; SGS; Siemens; Thomson; Unitrode.

Na edição passada todos ficaram conhecendo a estrutura do analisador e puderam montar as primeiras placas impressas — para os filtros e o amplificador de entrada, mais especificamente. Veremos nesta as principais etapas do circuito, que são a placa-base e o grande visor de LEDs. Com elas, o analisador está quase pronto, com exceção de um ou dois detalhes

Analisador de espectro em tempo real

2ª parte

Os dois estágios aqui descritos não se destacam apenas pelas dimensões, mas também pela sua importância dentro do conjunto do analisador de espectro. Como ocupamos boa parte do artigo anterior falando da parte estrutural do sistema, vamos passar diretamente ao aspecto técnico das duas placas agora envolvidas.



A placa base

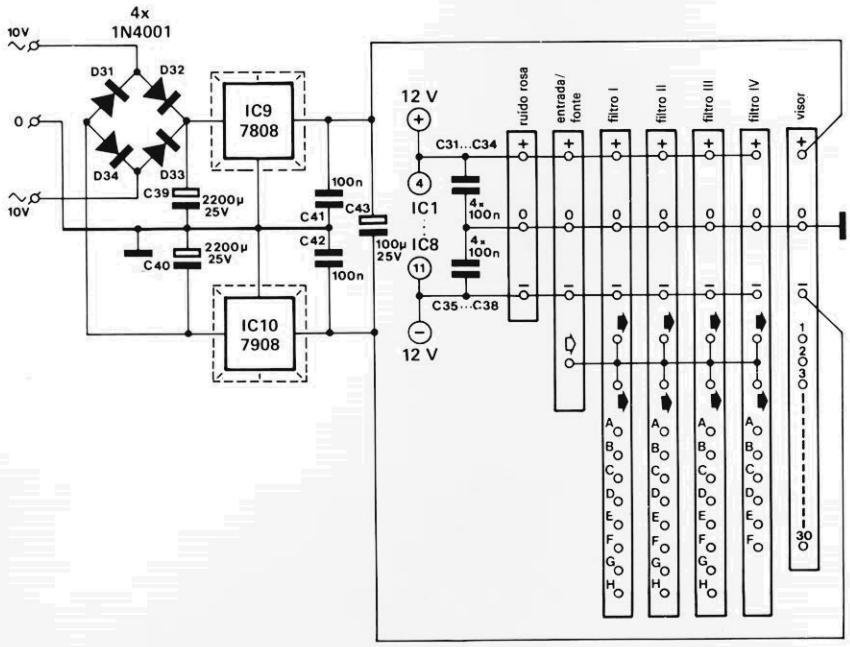
Para variar, talvez seja mais fácil entender esse estágio se começarmos pela sua placa de circuito impresso, para depois examinar os circuitos destinados a ela. A placa em questão está representada na figura 3, mas não em tamanho natural, pois dificilmente caberia em nossas páginas (na seção Serviço Elektor, localizada na parte central da revista, essa placa e a do visor foram reproduzidas exatamente na escala 1:2, para que possam ser ampliadas fotograficamente ou por fotolito). Observe que ela atua como "placa-mãe" para as outras sete placas, contendo inclusive uma fonte separada para o visor e também os 30 retificadores ativos para os filtros.

O diagrama, ilustrado na figura 1, não mostra muita coisa e por uma boa razão. Como a placa contém trinta retificadores iguais, seria uma complexidade desnecessária representar mais de dois deles e a fonte de alimentação propriamente dita.

Cada retificador baseia-se em um amplificador operacional contendo um diodo em seu laço de realimentação. Tal combinação funciona como um diodo "ideal", sem apresentar tensão de limiar, que retifica em meia onda o sinal enviado pelos filtros. A realimentação do operacional passa pelo cursor de P1, para permitir o ajuste da amplificação; a relação entre P1 e R2 foi calculada de forma que a faixa controlável fosse de 10 dB. Na prática, é necessário prover alguma forma de controle, a fim de proporcionar uma compensação para as diferenças de tensão entre os filtros — provocadas, por sua vez, pelas tolerâncias dos componentes e pela largura de faixa em laço aberto dos operacionais empregados.

O retificador ativo é seguido por um resistor e um capacitor eletrolítico. Esse capacitor, que é

1



A1 . . . A4 = IC1 = TL 084
A5 . . . A8 = IC2 = TL 084
A9 . . . A12 = IC3 = TL 084
A13 . . . A16 = IC4 = TL 084
A17 . . . A20 = IC5 = TL 084
A21 . . . A24 = IC6 = TL 084
A25 . . . A28 = IC7 = TL 084
A29 . . . A30 = ½IC8 = TL 084

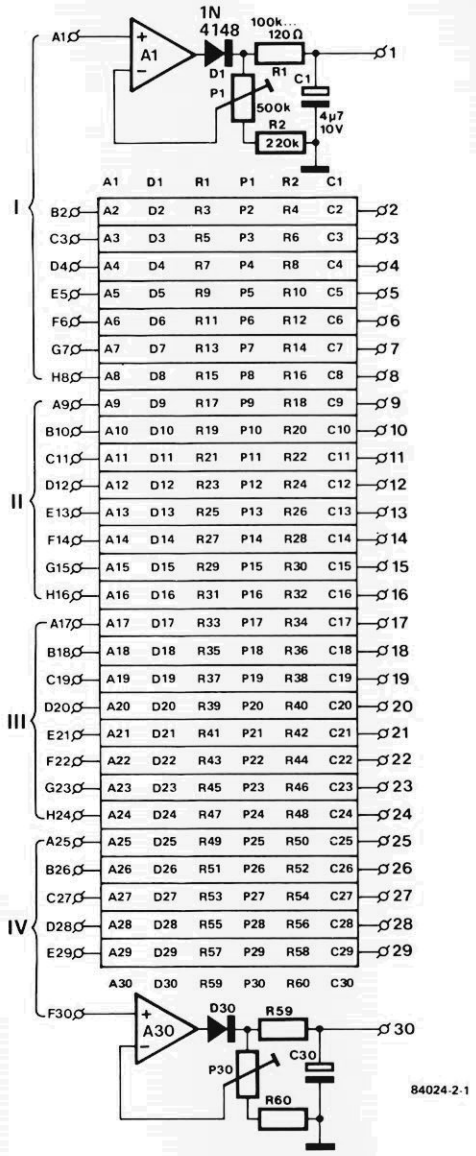


figura 1 — Circuito dos retificadores e da fonte, incluído na placa-base. A numeração dos componentes pertencentes aos trinta retificadores é dada na tabela.

carregado através de R1 e descarregado via R1, P1 e R2, constitui a "memória" do retificador, mantendo a tensão medida em exibição durante um curto espaço de tempo (já que ele possui um rápido ciclo de carga e um longo ciclo de descarga). O tempo de carga deve ser calibrado de acordo com a freqüência central de cada filtro; isto significa, portanto, que o resistor de carga vai exibir um valor diferente em cada retificador (no primeiro deles ele corresponde a R1 e no último, a R59). A numeração dos componentes para todos os retificadores é dada na tabela da própria figura 1. Repare que parte da resistência de descarga (P1 + R2) é a mesma para todos os estágios de retificação; como a resistência de carga (R1) fica em série com P1 e R2 durante a descarga, este tempo sserá sempre ligeiramente maior para os filtros inferiores, em relação aos superiores.

Com os valores indicados, o tempo de carga representa um compromisso entre as medições dos valores de pico e médio — uma característica intencional, a fim de permitir que o analisador meça tanto sinais musicais como os de ruído. Assim, a leitura fornece os valores aproximados de pico, em música; se, por outro lado, for introduzido o ruído rosa (como veremos na terceira parte), será apresentado o valor médio das tensões medidas, evitando leituras bruscas no visor.

O tempo de carga pode também ser modificado, a fim de adaptar-se às mais variadas necessidades. Caso o analisador de espectro vá ser utilizado somente na análise de sinais de áudio, por exemplo, os retificadores poderão ser convertidos em medidores de pico, reduzindo-se o valor dos resistores ímpares de carga (R1...R59) em cerca de 10 vezes. Para aplicações que envolvam apenas ruído, ao contrário, a leitura pode se tornar algo mais "contida" conferindo-se valores entre 220 e 470 k aos resistores ímpares.

A fonte de alimentação, neste caso, é idêntica à da placa de entrada, com exceção dos reguladores (que são de 8 V) e das tensões fornecidas pelo transformador (através das

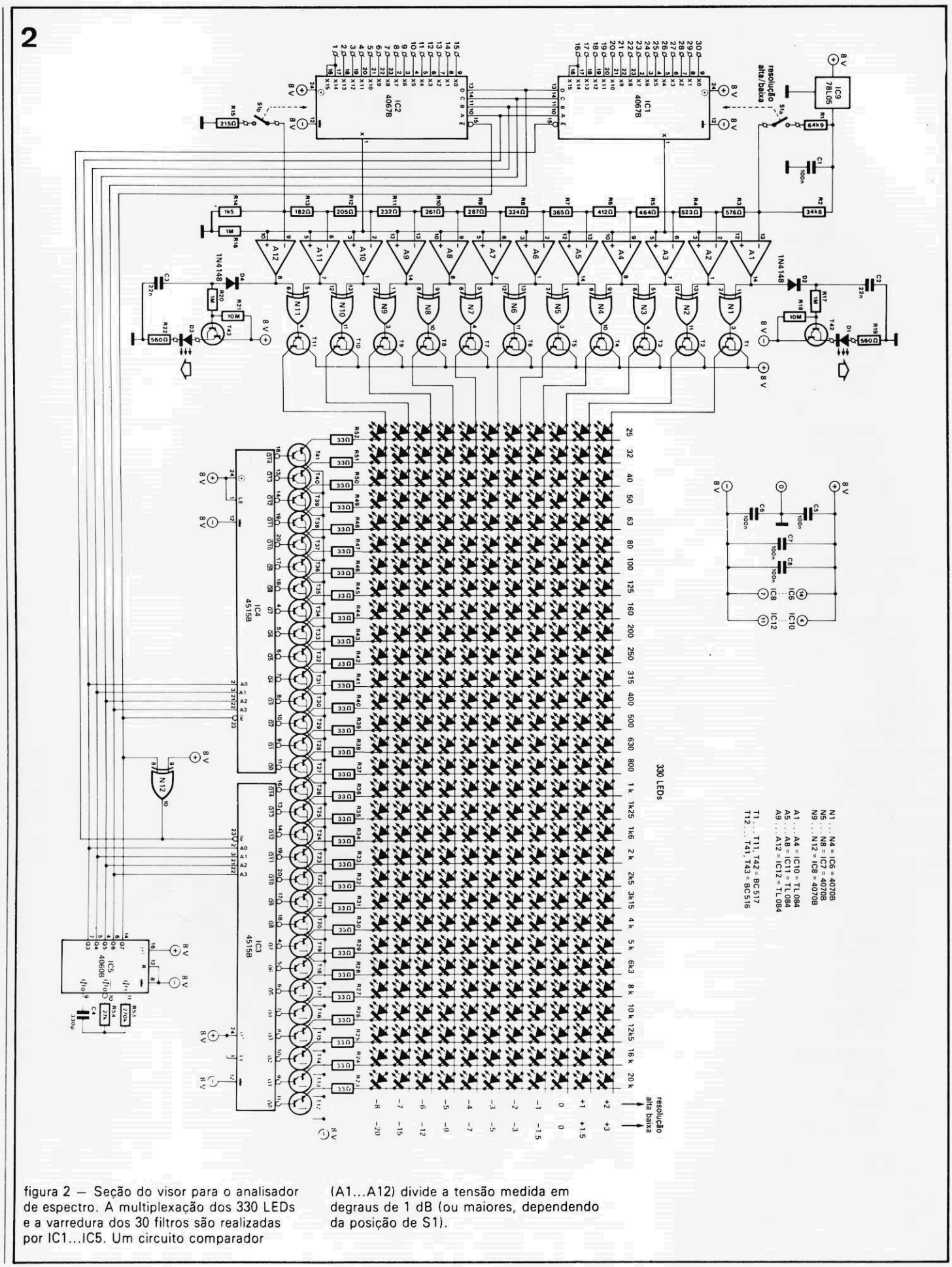


figura 2 — Seção do visor para o analisador de espectro. A multiplexação dos 330 LEDs e a varredura dos 30 filtros são realizadas por IC1...IC5. Um circuito comparador (A1...A12) divide a tensão medida em degraus de 1 dB (ou maiores, dependendo da posição de S1).

derivações de 10 V, como foi visto na primeira parte). A interligação entre as diversas placas está ilustrada na figura 5. Ela requer, obviamente, alguns esclarecimentos adicionais, que serão abordados no devido tempo.

O visor de LEDs

Comparado ao da placa base, o circuito do visor parece bastante complexo e repleto de componentes. O que não é de surpreender, considerando as 30 colunas de LEDs necessárias para apresentar as tensões fornecidas pelos 30 filtros. A parte mais aparente do circuito, aliás, é justamente a matriz de 11 por 30 LEDs, cuja necessidade e vantagens já foram abordadas na edição passada.

Essa quantidade de LEDs exigiu um bom sistema de multiplexação. Temos, primeiramente, multiplexadores de 16 para 1 linha (IC1 e IC2), ligados "em série", de modo a permitir o acoplamento alternado de todas as 30 saídas de retificação ao visor. Cada multiplexador possui uma saída sem uso, ambas submetidas ao *clock* enviado por IC5, que é um contador/oscilador que proporciona os sinais de controle para as entradas de seleção de canais A, B, C, D, e $\bar{E}$ (habilitação). Como se pode ver, o sinal $\bar{E}$ dirigido a IC1 é invertido pela porta OU-EX IC12, garantindo assim que apenas um dos multiplexadores seja habilitado por vez. Os componentes de temporização que acompanham IC5 (R53, R54 e C4) asseguram que cada canal dos multiplexadores permaneça ativo durante 0,2 ms.

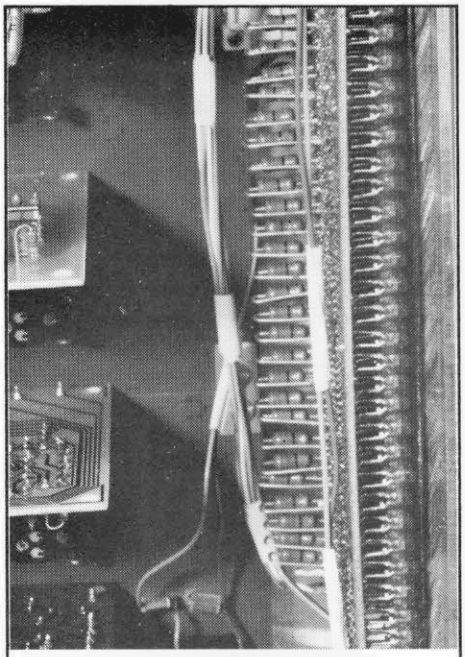
As colunas de LEDs são multiplexadas por intermédio de decodificadores de 1 para 16 linhas (IC3 e IC4). As entradas de endereçamento (AO...A3), assim como as entradas de habilitação ($\bar{E}$) desses dois integrados estão ligadas às mesmas saídas Q3...Q7 de IC5 (com o $\bar{E}$ de IC3 ligado por meio de IC12).

A esta altura o funcionamento do circuito já deve estar razoavelmente óbvio. Sempre que um determinado filtro é selecionado, através dos multiplexadores, a coluna de LEDs correspondente é ativada, mediante um nível baixo na saída apropriada de IC3 ou IC4 (Q0...Q14). Os multiplexadores e os decodificadores, em suma, mantêm os 30 filtros e as colunas de LEDs sincronizados.

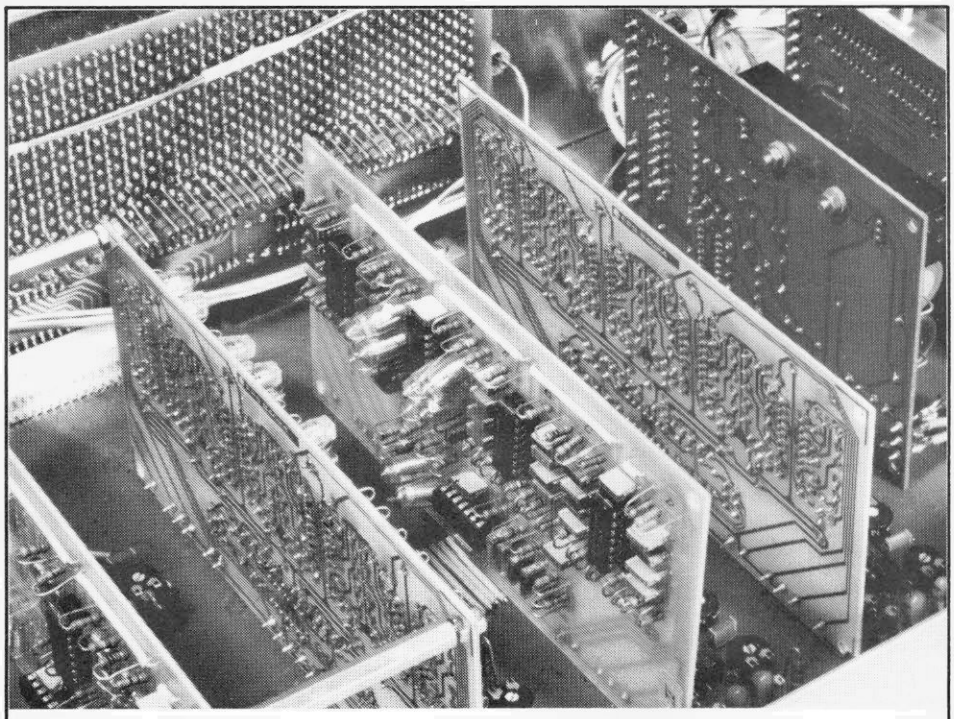
Devido ao grande número de colunas de LEDs que deve ser multiplexado, a corrente de pico que circula em cada LED é bastante elevada: 300 mA, aproximadamente. Já a corrente média por diodo não ultrapassa os 10 mA; utilizando assim um tipo adequado de LED e mantendo elevada a freqüência de multiplexação, pode-se obter um bom visor, com excelente legibilidade, sem afetar a vida útil dos LEDs. As elevadas correntes exigiram a utilização de darlingtons tanto na saída dos multiplexadores como dos decodificadores (T1...T11 e T12...T41, respectivamente). A corrente que passa pelos diodos é definida pelo valor dos resistores R23...R52.

Convém abrir aqu um parêntese, para comentar sobre os eventuais problemas que o montador brasileiro pode encontrar e as soluções por nós sugeridas. Na primeira parte já havíamos salientado o problema dos componentes de precisão e o que podia ser feito para contorná-lo; nesta segunda parte gostaríamos de falar sobre os outros componentes "difíceis", que são justamente os darlingtons de pequena potência e os LEDs do visor.

Os transistores darlington são semelhantes, na aparência, aos



Vista lateral da placa do visor, mostrando a fixação dos LEDs, na face dos componentes, e dos resistores de limitação na outra face, em posição vertical.



Vista do sistema montado, com as várias placas já instaladas sobre a placa base. Ao fundo, a parte traseira do visor.

tradicionais componentes da linha BC237/238/239; embora sejam de baixa potência, seu ganho de corrente é realmente surpreendente: pode chegar a 30.000, de acordo com o tipo selecionado. Eles são o BC516 e BC517, como se vê na lista de materiais, ambos já catalogados nas fichas Elektor do nº 17/18 (dezembro 87/janeiro 88).

Pode ser que na época da publicação deste artigo ambos já sejam facilmente encontrados em nosso mercado. Quando montamos nosso protótipo, porém, para verificar a viabilidade dos componentes nacionais nessa montagem, o BC517 estava escasso e o BC516 não existia nas lojas. Localizamos, contudo, seus equivalentes diretos, que eram bem mais fáceis de encontrar: MPSA14 (BC517) e MPSA66 (BC516); com essas dicas acreditamos que ninguém terá dificuldades em conseguir os darlingtons adequados.

O protótipo montado por nós serviu também para testar os LEDs encontrados por aqui e conferir se aguentavam as correntes envolvidas nas medições. Optamos por LEDs vermelhos do tipo miniatura e os deixamos uma noite inteira excitados por um sinal padrão, através dos multiplexadores e decodificadores; eles resistiram bravamente e não apresentaram sinais de desgaste. Sugerimos aos montadores, de qualquer modo, que façam antes um teste com diversos modelos de LEDs vermelhos (não serve outra cor), a fim de verificar a resistência e a intensidade de brilho de cada um; bastará, para isso, uma coluna de cada modelo, já que o sinal enviado a cada uma será sempre o mesmo, quer o visor esteja completo ou não. Lembrem-se, além disso, que os resistores de limitação (R23...R52) podem ter seu valor aumentado para preservar os LEDs, se bem que às custas da legibilidade do visor.

No artigo original, os projetistas alertam que os LEDs de alta eficiência não são adequados, já que a máxima corrente que suportam é de 50...100 mA — ou seja, baixa demais para o nosso caso. Eles recomendam LEDs vermelhos com a maior corrente de pico possível, de até 1 A, se puderem ser encontrados.

Prosseguindo com o circuito da figura 2, as saídas dos multiplexadores (que foram ligadas em comum) estão acopladas a um sistema de comparação baseado em A1...A12. As entradas inversoras desses operacionais vão conectadas ao preciso divisor de tensão formado por R2...R14, que por sua vez está ligado a uma referência de 5 V, obtida do regulador IC9. Todas as entradas não inversoras dos operacionais recebem então a saída dos multiplexadores.

Caso o sinal (que deve ser medido) na entrada não inversora seja maior que a tensão presente na inversora, a saída do operacional correspondente assume um nível alto. Os valores do divisor de tensão foram escolhidos de modo que a comparação ocorra em etapas de 1 dB, considerando uma tensão de 0,5 V como o nível interno de 0 dB.

As linhas da matriz são excitadas através desses operacionais, via portas N1...N11 e darlingtons T1...T11. As portas OU-exclusivo garantem o acendimento de apenas um LED de coluna por vez, com o objetivo de manter a drenagem de corrente dentro de limites razoáveis. Caso os sinais aplicados ao visor estejam fora de faixa, um dos dois LEDs auxiliares vai acender; o darlington T42 ativa então o LED D1, caso o sinal fique "acima" da capacidade do instrumento, enquanto T43 se encarrega de ativar D3, se o sinal estiver "abaixo" dessa capacidade ou na ausência de sinal. Um capacitor e um diodo foram incluídos em ambos os casos, para que o LED acenda o tempo suficiente para ser visto.

A resolução do visor pode ser comutada entre uma faixa mais precisa e outra mais grosseira por meio de S1. Atuando sobre essa chave, introduz-se mais um resistor em paralelo com os resistores superior e inferior da malha divisora — o que altera a faixa de +2/-8 dB para +3/−20 dB. Ao interpretar as leituras do visor, além disso, é importante lembrar que os LEDs acendem para indicar que o nível de tensão na entrada encontra-se dentro de uma certa faixa, e não que a tensão está acima do valor nominal representado pelo LED. Assim, por exemplo, se o LED de -2 dB acender, vai significar que a tensão de entrada estará situada entre -2,5 e -1,5 dB. Na outra posição de S1, o LED de -7 dB estará indicando a faixa de -6...-8 dB.

Montagem

Uma vez confeccionadas as placas, montar os componentes sobre elas é um processo bastante simples. A placa base, como dissemos, contém a segunda fonte e os 30 retificadores. Os dois reguladores devem receber dissipadores de calor e a placa, pinos para circuito impresso nos pontos em que as outras placas serão montadas (com exceção da placa do visor). Os cursores de todos os trimpots devem ser então girados para a extremidade do diodo.

Na placa do visor, convém montar todos os componentes, deixando por último os LEDs e os resistores R23...R52, que exigem cuidados adicionais. Monte então uma linha (30 LEDs) por vez, prestando muita atenção ao alinhamento vertical dos mesmos, a fim de obter um visor mais uniforme possível. Se preferir, use fileiras de pinos soldados como soquetes, a exemplo do que fizemos em nosso protótipo (veja foto); esse recurso facilita não só o alinhamento dos LEDs, mas também o teste dos vários modelos, como já foi visto.

Por fim, pode passar aos resistores de limitação (R23...R52), que devem ser soldados no verso da placa do visor, em pé. Um dos terminais de cada resistor deve ser diretamente ligado ao pino do último LED de cada coluna; não há um furos específicos para isso na placa devido ao espaço exíguo da mesma. Previu-se ainda a montagem de S1 na própria placa, mas isto só será viável se ela possuir uma alavanca bem longa; caso contrário, será melhor montá-la diretamente no painel frontal.

Interligações e testes

As devidas posições e orientações de cada placa do sistema, em relação à placa base, podem ser vistas na figura 5. Fica mais fácil, agora, saber onde devem ser fixados os pinos de interligação para as placas de entrada, filtragem e ruído rosa. A placa de entrada deve ser montada

3

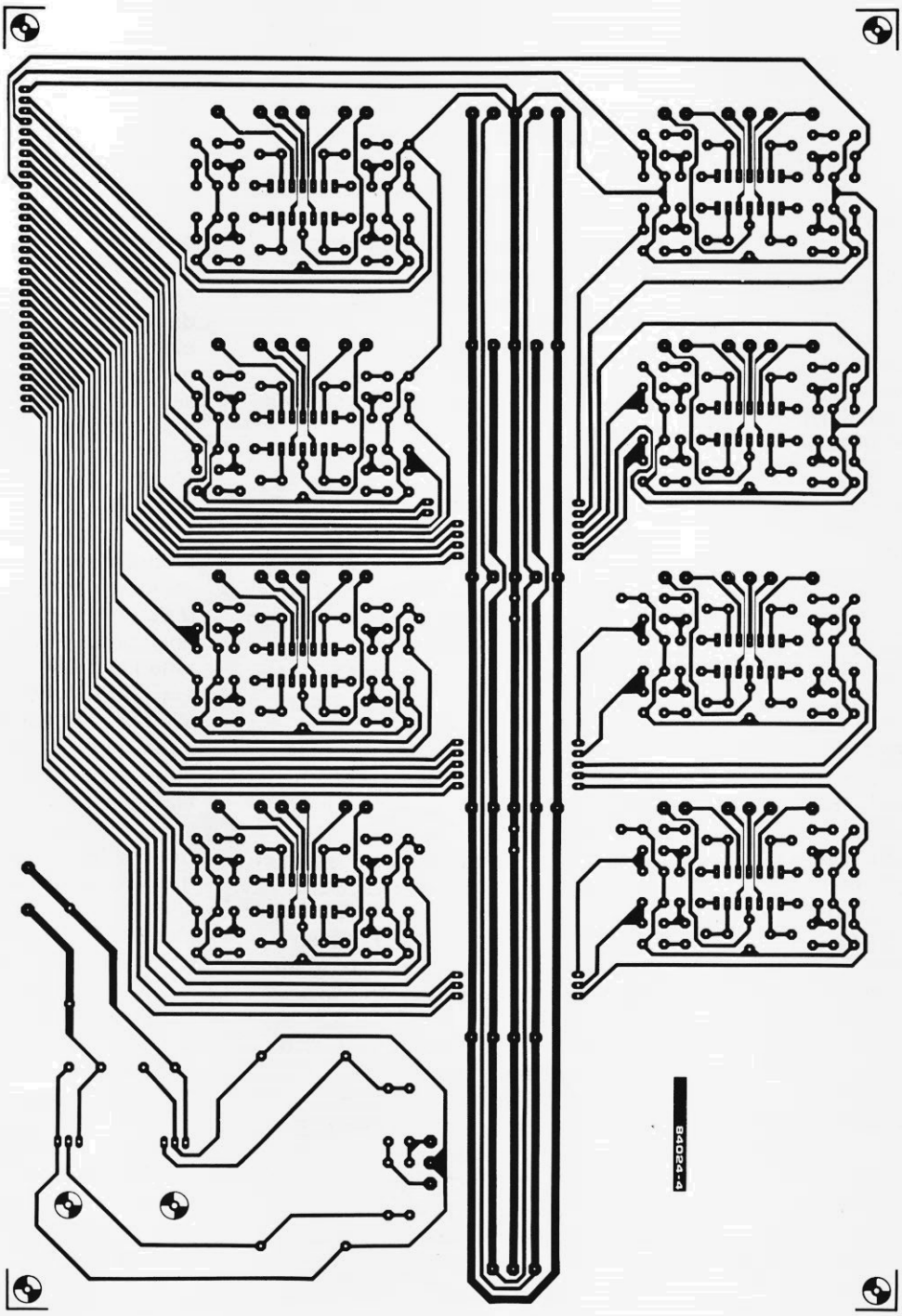
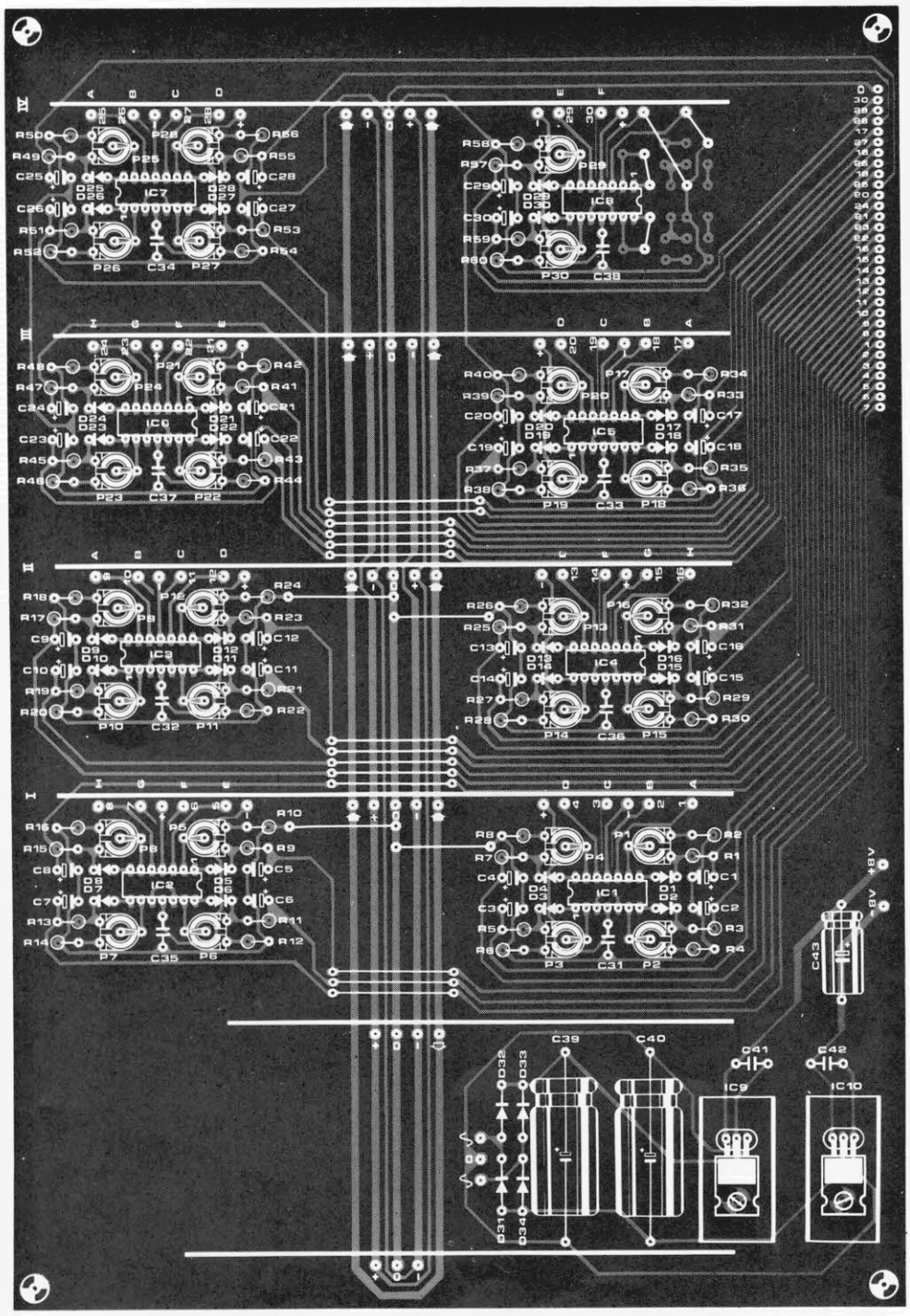


figura 3 — A placa-base aparece aqui vista pelos dois lados, mas em escala reduzida, devido às suas dimensões.

em primeiro lugar sobre a placa base, com sua face de componentes voltada para a fonte de alimentação; é só uma questão de soldar os pinos das duas placas entre si.

É hora, então, de fazer as conexões com o transformador. Como você deve se lembrar, são duas linhas de 15 V mais terra para a placa de entrada e outras duas de 10 V mais terra para os pontos adequados da placa base. Feito isso, pode-se checar as fontes de alimentação; ligando-se o sistema, deve haver +12 e -12 V nos pontos "+" e "-" da placa de entrada e +8 e -8 V na placa do



Lista de Componentes (placa-base)

Resistores
R1— 100 k
R3— 68 k
R5— 56 k
R7— 47 k
R9— 39 k
R11— 27 k
R13— 22 k
R15— 18 k
R17— 15 k
R19— 12 k
R21— 10 k
R23— 6,8 k
R25— 5,6 k
R27— 4,7 k
R29— 3,9 k
R31— 2,7 k
R33— 2,2 k
R35— 1,8 k
R37— 1,5 k
R39— 1,2k
R41— 1 k
R43— 680
R45— 560
R47— 470
R49— 390
R51— 270
R53— 220
R55— 180
R57— 150
R59— 120
R2...R60— 220 k(30x)
P1...P30— trimpots de 500 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1...C30— 4,7 μF/10 V (tântalo)
C31...C38, C41,C42— 100 nF
C39,C40— 2200μF/25V
C43-100μF/25V

Semicondutores
D1...D30—1N4148
D31...D34— IN4001
IC1...IC8— TL084
IC9— 7808
IC10— 7908

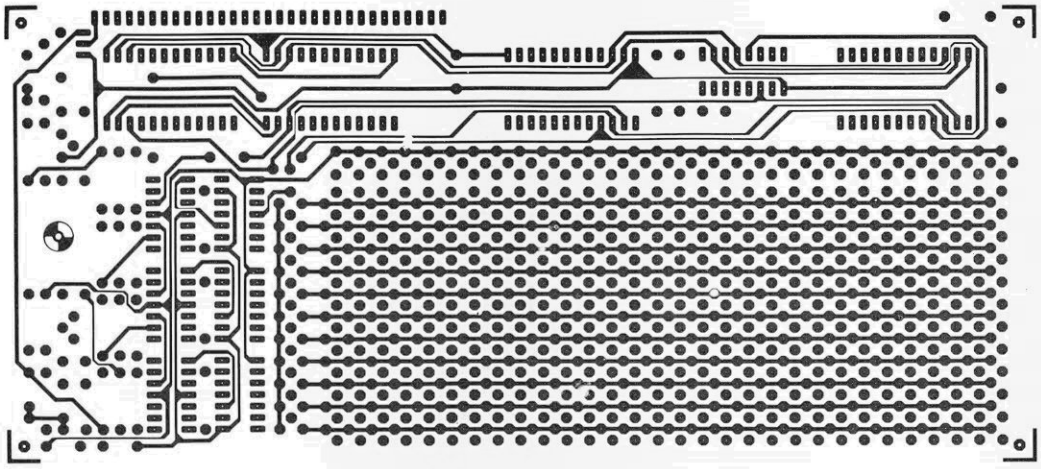
Diversos
Placa nº 84024-4
Dissipadores para IC9/IC10 (10°C/W)

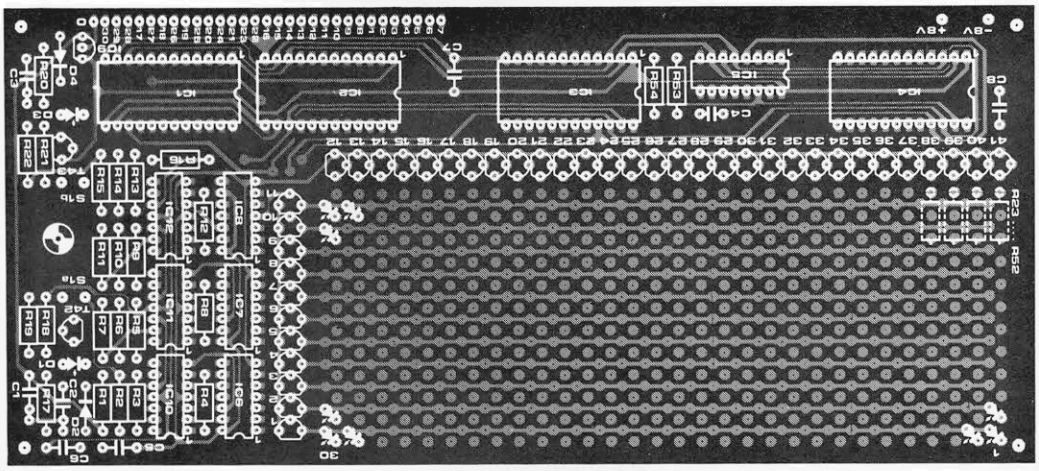
visor, em relação ao terra da placa base.

Se tudo estiver em ordem até esse ponto, desligue a alimentação geral e prossiga montando as placas de filtragem. Elas já deverão estar numeradas (veja a primeira parte), com os filtros inferiores na placa I e os superiores na placa IV. Repare que a face dos componentes das placas I e III está voltada para a placa de entrada, enquanto a das placas II e IV fica voltada para o outro lado.

Resta apenas interligar a placa do visor, de preferência através de um conector e uma boa extensão de cabo, a fim de facilitar o acesso

4





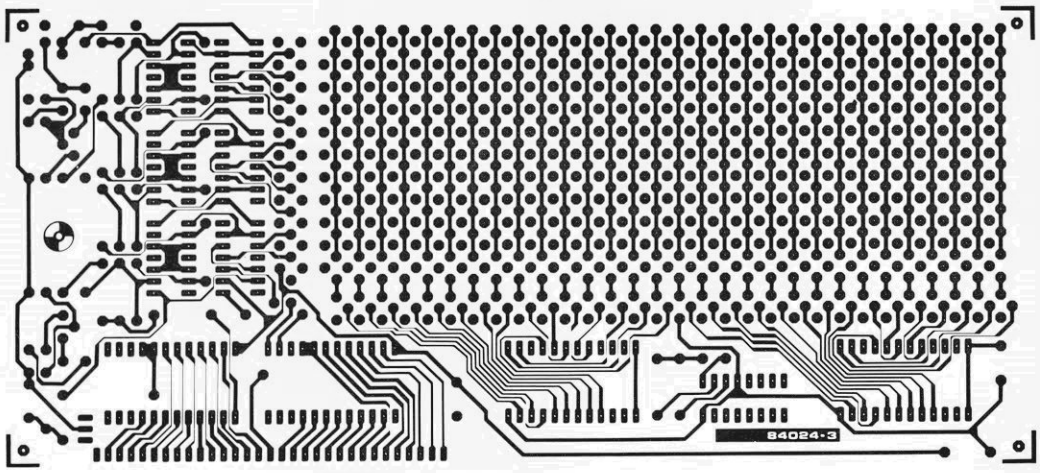


figura 4 — A placa do visor (também em escala reduzida) tem dupla face e furos metalizados. A aparência final pode ser da melhor qualidade se for garantido um perfeito alinhamento dos LEDs (veja texto).

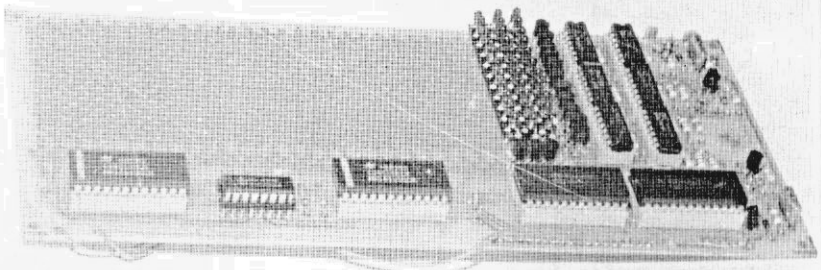
Lista de componentes (placa do visor)

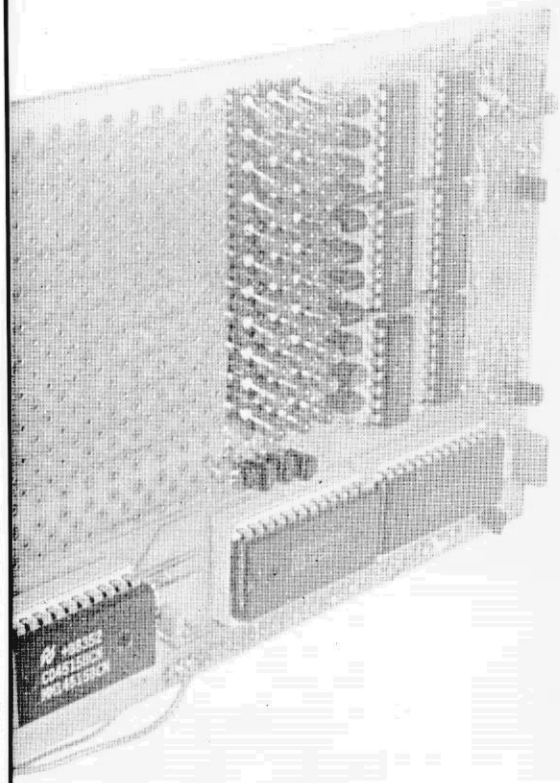
Resistores
R1— 64,9 k/1%
R2— 34,8 k/1%
R3— 576/1%
R4— 523/1%
R5— 464/1%
R6— 412/1%
R7— 365/1%
R8— 324/1%
R9— 287/1%
R10— 261/1%
R11— 232/1%
R12— 205/1%
R13— 182/1%
R14— 1,5 k/1%
R15— 215/1%
R16,R17,R20— 1 M
R18,R21-10 M
R19,R22— 560
R23...R52— 33
R53— 270 k
R54— 27 k
Todos os valores em ohms

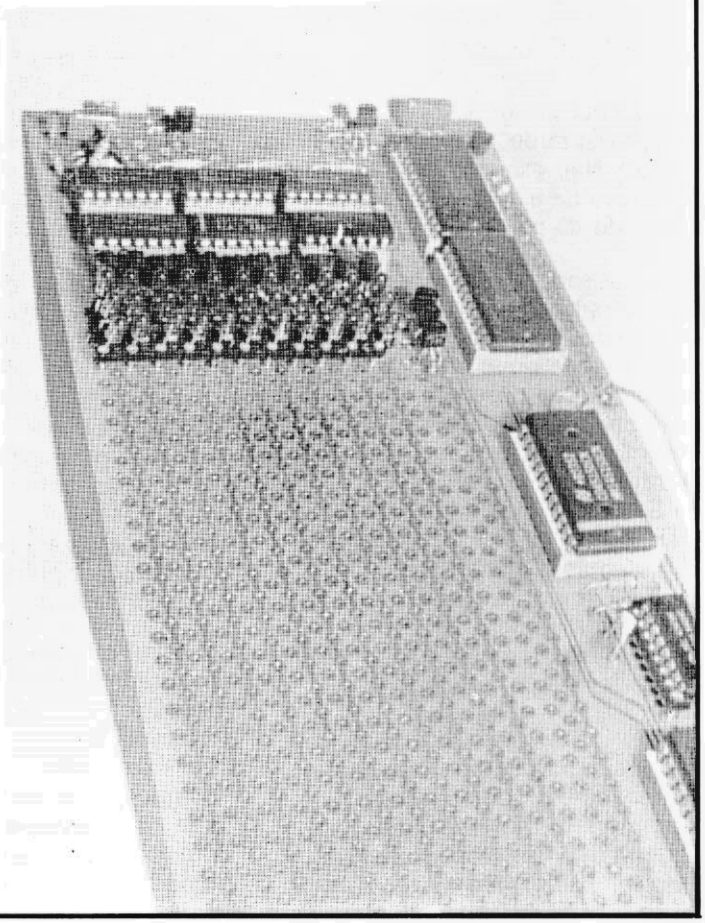
Capacitores
C1,C5...C8— 100 nF
C2,C3— 22 nF
C4— 330 pF

Semicondutores
D1,D3— LED 3 mm, vermelhos
D2,D4— 1N4148
330 LEDs sem numeração e alta corrente (veja texto)
T1...T11,T42— BC517/MPSA14
T12...T41,T43— BC516/MPSA66
IC1,IC2—4067B
IC3,IC4—4515B
IC5— 4060B
IC6...IC8— 4070B
IC9— 78L05
IC10...IC12— TL084

Diversos
Placa nº 84024-3
S1— chave de 2 pólos, tipo inversora







Vista de nosso protótipo de visor, com todos os componentes montados, mas apenas três colunas de LEDs, permitindo ver os soquetes utilizados para os diodos.

5

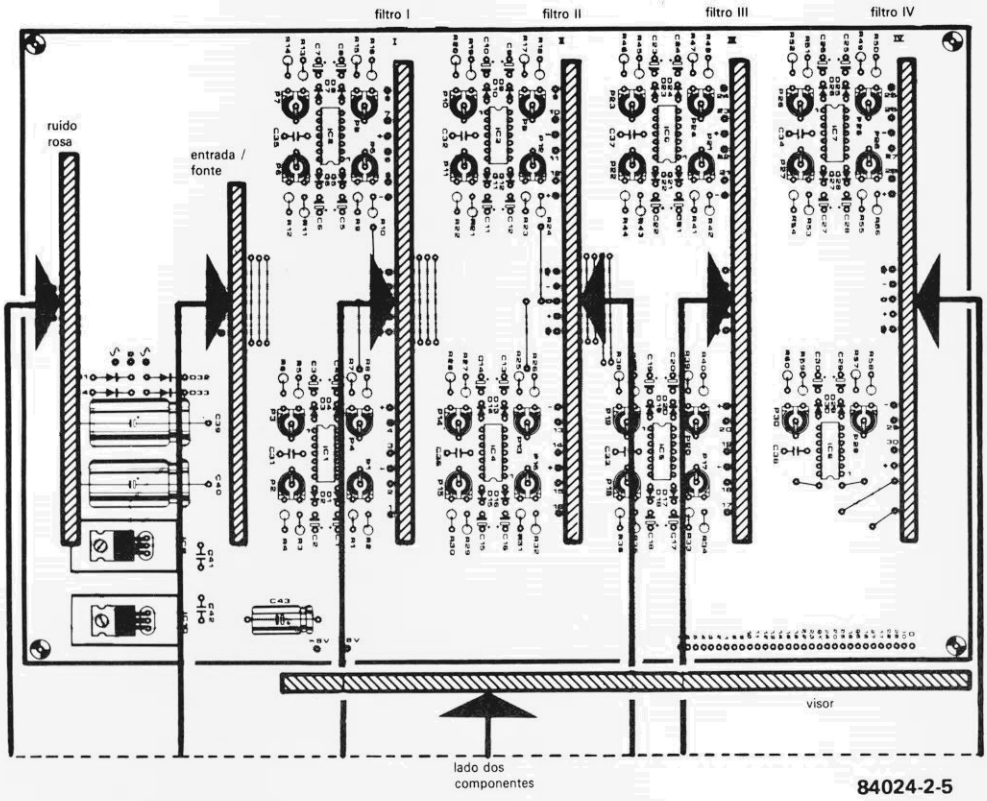


figura 5 — Esquema mostrando a localização das várias placas na placa-base.

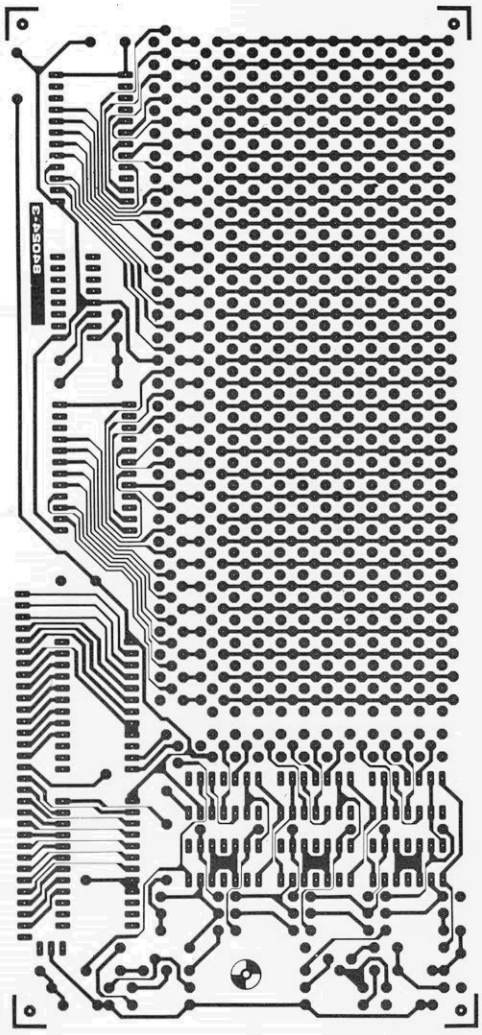
à parte traseira do visor; você verá, mais tarde, como isto poderá ser útil. Não esqueça das duas conexões da alimentação, no lado esquerdo da placa.

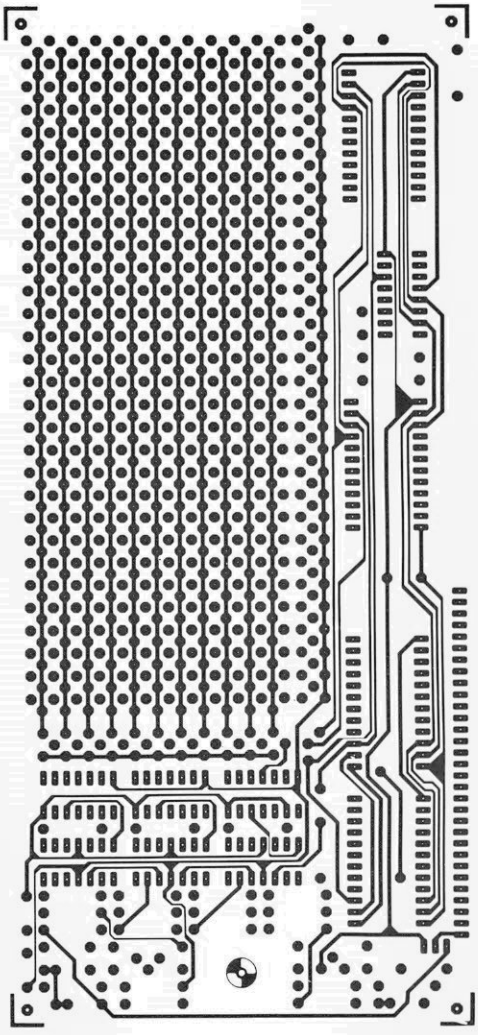
O analisador pode ser considerado pronto, com exceção do gerador de ruído rosa, mas você já pode pô-lo para funcionar e verificar seu desempenho. As duas chaves e o potenciômetro devem já estar ligados à placa de entrada; selecione então, por meio de S1, a posição "linha" e por meio de S2, a posição +10 dBm. Ligue então a alimentação; caso todo o circuito esteja funcionando, um grande número de LEDs deve acender e lentamente apagar-se, em direção à parte inferior do visor.

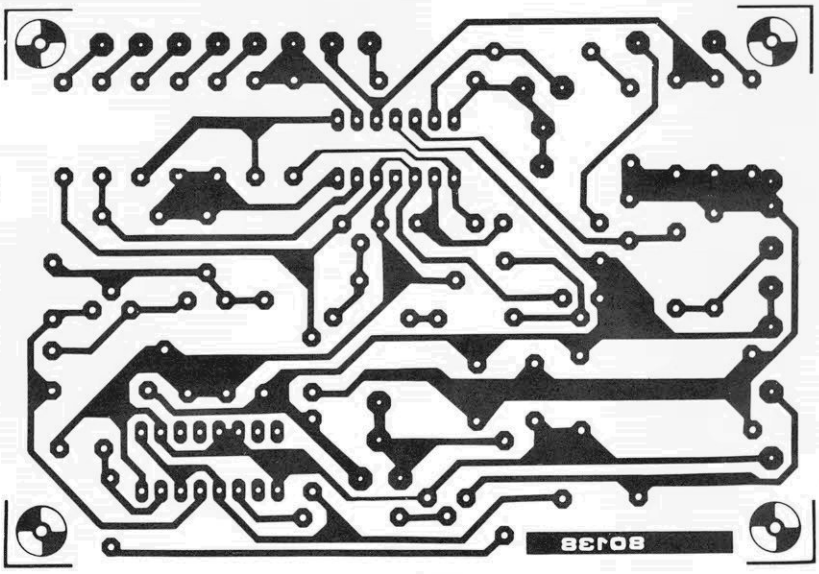
Conectando então um gerador senoidal à entrada de linha e percorrendo todo o espectro de audiofrequência, você poderá verificar a operação de todos os LEDs. Selecione, em seguida, uma frequência específica para cada filtro e varie a tensão de entrada, para conferir a resposta de cada LED do conjunto. Nesse ponto, os retificadores podem ser ajustados, aplicando-se um sinal de 0,775 V RMS à entrada (com S2 em 0 dBm), na frequência central de algum dos filtros; basta então calibrar o retificador correspondente, de modo que apenas o LED de 0 dB acenda. Como nem todos têm acesso a um gerador senoidal, porém, vamos deixar os detalhes de ajuste para a terceira e última parte desta série, quando será abordado também o gerador de ruído rosa.

O importante, contudo, é que o analisador já está funcionando. Teste-o à vontade com sinais musicais (através de um rádio FM, por exemplo) e observe o comportamento do visor. Mesmo que ainda não esteja com toda a precisão possível, pode-se já ter uma boa idéia do conteúdo dos vários tipos de sinais. As medições mais sérias, porém, de nível profissional, terão que esperar mais um mês. Até lá.

analisador de espectro (ampliar 67%)

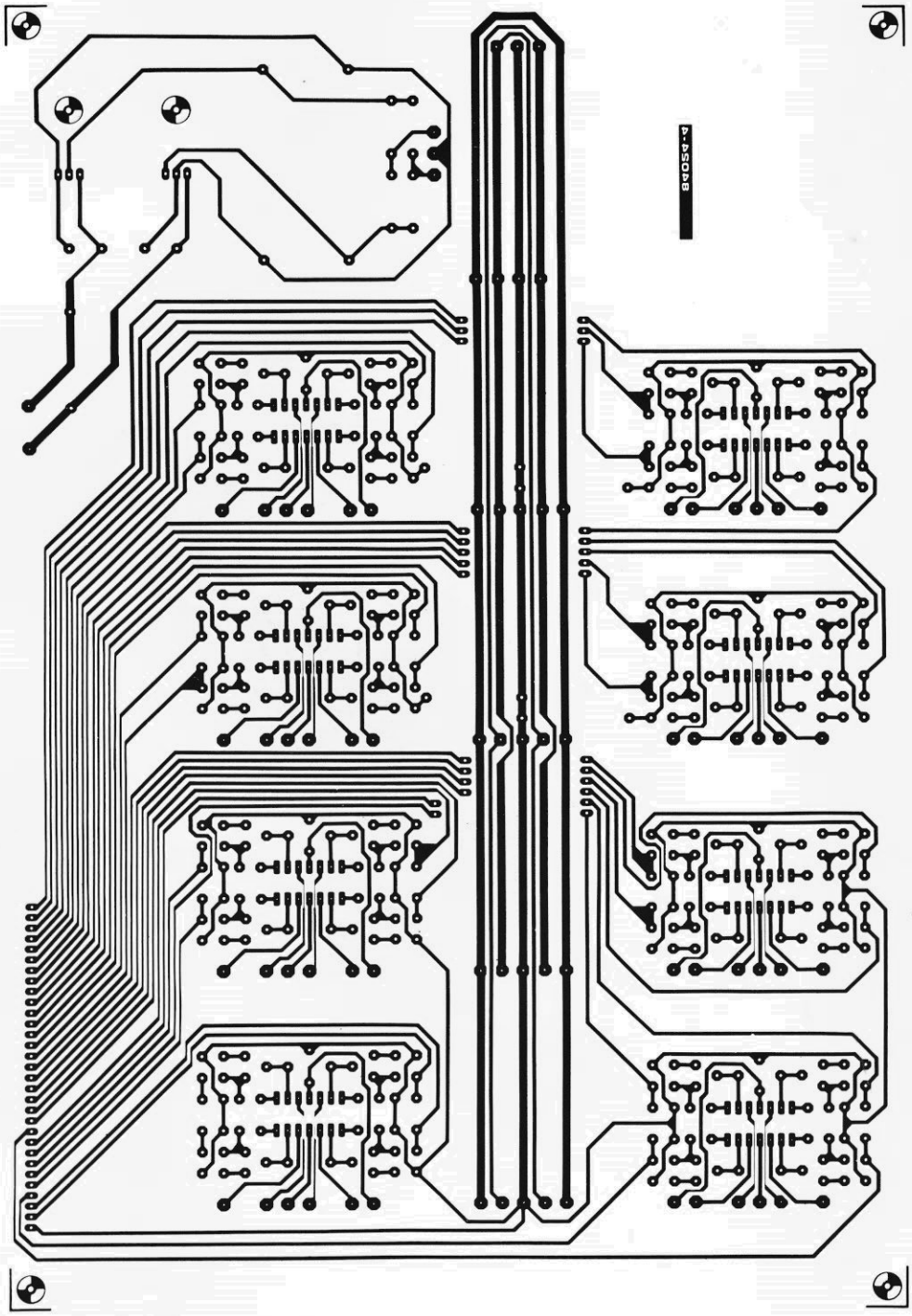






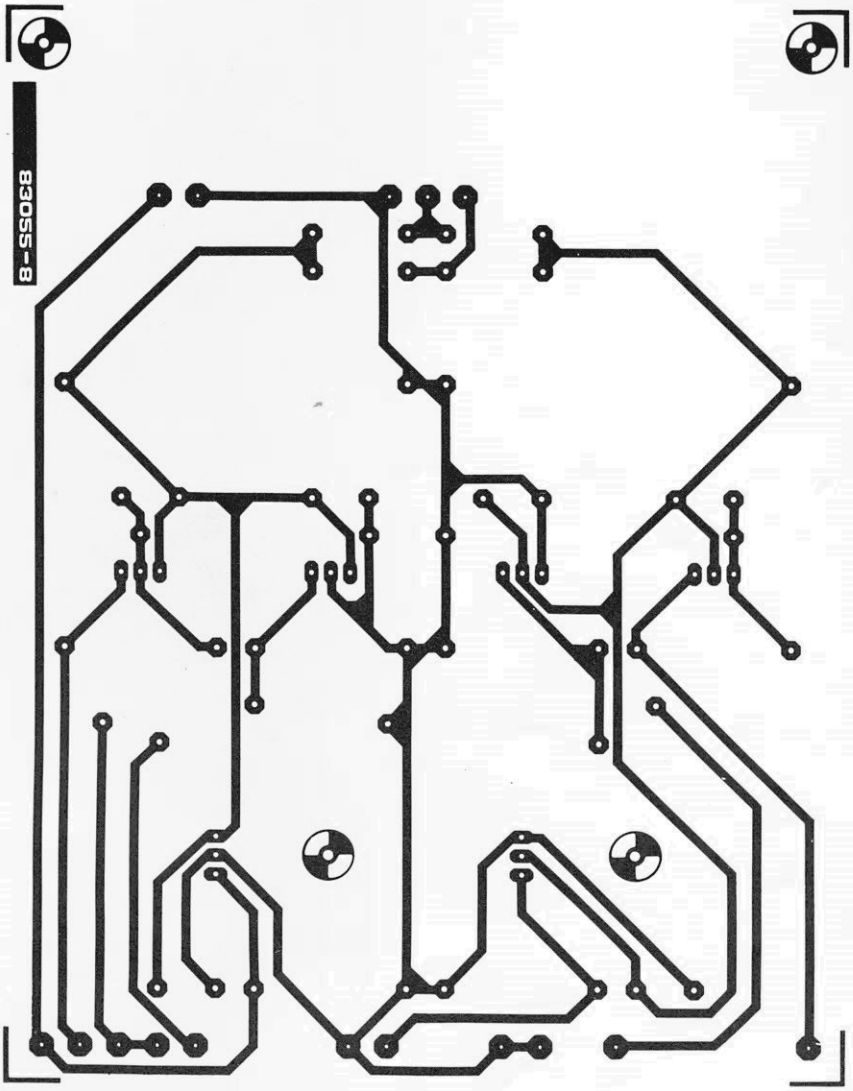
controle vox

analisador de espectro

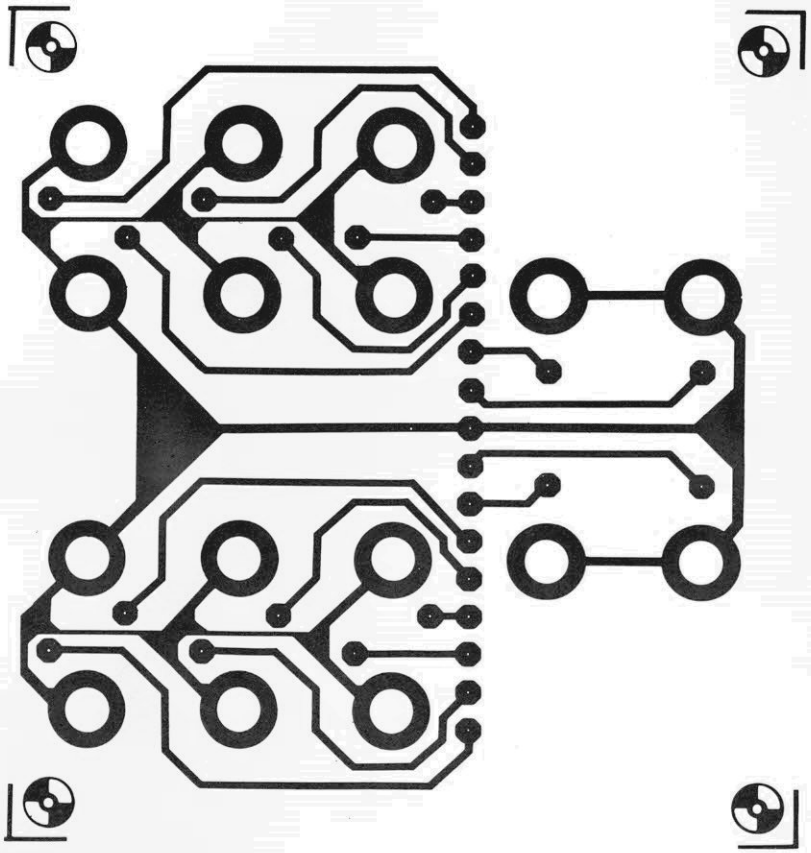


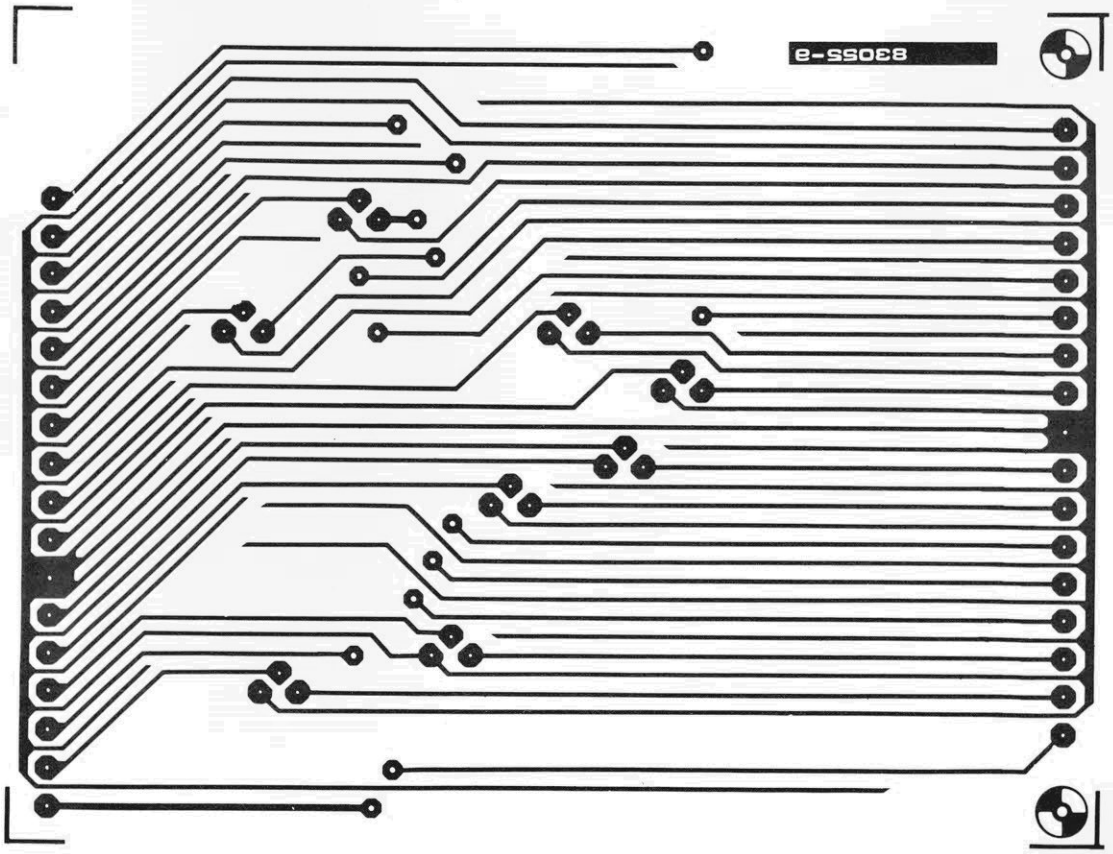
(ampliar 67%)

Prelúdio



Prelúdio





Como "ressuscitar" pilhas secas: eis aí um tema realmente controvertido, tantas vezes abordado em publicações especializadas e em conversas de técnicos. Deixando de lado as especulações, vamos tentar estabelecer a verdade, com base na experiência de vários profissionais de eletrônica

Reciclando pilhas e baterias

Antes de mais nada, é bom deixar claro que as pilhas e baterias "normais", de zinco-carbono, não podem ser recarregadas como se fossem acumuladores. É possível, no entanto, reativá-las periodicamente através de um processo similar de "carga" — bastando para isso reverter parcialmente a perda de capacidade que ocorre durante a descarga. E como o processo de "carga" das pilhas secas é bem mais complexo que o das pilhas de níquel-cádmio, é impossível "reviver" uma delas caso esteja quase que totalmente descarregada.

As primeiras tentativas de regenerar esse tipo de pilha datam dos anos 20. Desde então, foram sugeridos os mais variados tipos de circuitos com essa finalidade, quase todos apresentando resultados pouco satisfatórios — razão do escasso sucesso que tiveram. As pilhas e baterias descartáveis, porém, utilizam materiais que podem durar mais tempo se forem submetidos a uma regeneração (ou, melhor dizendo, a uma reciclagem eletroquímica). A Telefunken, por exemplo, fabrica rádios portáteis contendo um circuito de reciclagem; podemos fazer o mesmo acrescentando circuitos semelhantes aos mais variados aparelhos, desde que disponham de alimentação dupla — ou seja, por pilhas e pela rede.

Técnicas e condições de reciclagem

Na figura 1 temos um exemplo clássico de circuito para reciclar pilhas, patenteado por E. Beer. Ele é, basicamente, um retificador em meia onda, onde a tensão retificada é sobreposta a um sinal de corrente alternada sobre R2. Durante o semiciclo positivo, ocorre o fluxo de uma corrente de carga por D1 e R1 (nesse caso, a influência de R2 é desprezível, pois é colocado praticamente em curto pelo diodo). Mas no semiciclo negativo, porém, D1 apresenta uma impedância elevada, fazendo com que uma corrente de descarga (ou "reversa") passe por R1 e R2. O valor de R2 costuma ser 10 vezes maior que o de R1; além disso, a tensão da corrente de reciclagem é determinada de modo que seu valor de pico não seja maior que a tensão normal de uma pilha nova.

A função da corrente alternada sobreposta é fazer com que o zinco dissolvido seja depositado em uma camada mais densa e uniforme na parede interna do invólucro, apresentando melhores resultados que a reciclagem efetuada puramente com corrente contínua. No manual de pilhas e baterias da Varta, o procedimento para reciclagens bem sucedidas foi resumido da seguinte maneira:

a. O valor de pico da tensão de "carga" não deve exceder 1,7 V por pilha ou por célula da bateria;

b. A corrente de reciclagem é determinada pelas dimensões é célula (ou pilha) e deve estar situada entre 1/3 e 1/4 da corrente de descarga da bateria;

c. O tempo de reciclagem necessário é de 4,5 a 6 vezes o tempo de descarga precedente — já que, devido à baixa eficiência do processo, a corrente regeneradora deve ser, em média, 50% maior que a quantidade gasta;

d. Quanto mais breves os intervalos de descarga, tanto mais eficiente serão as reciclagens; em termos práticos, a pilha ou bateria deve perder apenas um décimo de sua capacidade total a cada período de descarga;

e. É conveniente reciclar a pilha ou bateria logo após o período de descarga;

f. Toda pilha ou bateria de zinco-carbono que perdeu quase toda a carga não poderá jamais ser reciclada.

No que se refere ao dimensionamento e à própria eficiência dos componentes responsáveis pela corrente reversa (R2, no circuito básico da figura 1), as opiniões divergem bastante. Os técnicos da Telefunken, por exemplo, consideram o rendimento obtido com CC pura tão bom quanto o do circuito com CA, já que na prática não é fácil obter uma boa reciclagem. Os resultados finais também geram uma boa dose de controvérsia. Enquanto alguns dizem que a vida da pilha ou bateria pode ser aumentada em até 3 vezes, outros chegam a falar de uma duração 30 vezes maior!

1

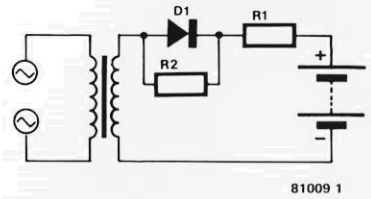


figura 1 — Um simples e eficiente circuito de reciclagem.

Acreditamos que o valor correto está situado, na verdade, em algum ponto entre esses dois extremos. De qualquer modo, os resultados vão depender, e muito, das "circunstâncias" de cada caso — isto é, das dimensões da pilha ou bateria, de seu tipo, da duração dos períodos de carga e descarga, do intervalo entre a utilização e a reciclagem, e assim por diante. Uma coisa, porém, é líquida e certa: a reciclagem comprovadamente amplia o tempo de vida das unidades de zinco-carbono.

Possibilidades práticas

De modo geral, praticamente qualquer pilha ou bateria à base de zinco-carbono pode ser submetida à reciclagem — com exceção das unidades de alta potência, cujos testes nada revelaram de conclusivo. Os tipos alcalinos, à base de manganato, e os de mercúrio também devem aceitar alguma reciclagem, mas ainda não há nada definitivo sobre eles. Não é aconselhável, porém, tentar fazer experimentos domésticos com pilhas de mercúrio, devido ao perigo de vazamento de substâncias tóxicas. Ainda mais perigosa, letal até, é a reciclagem de pilhas de lítio, que são altamente explosivas!

A título ilustrativo, vamos analisar de passagem os experimentos realizados pela Telefunken e os resultados obtidos. Em uma extensa série de testes, 6 baterias com tensão nominal de 9V foram submetidas a sessões de operação de 4 horas, intercaladas com 20 horas de descanso por dia. Algumas dessas baterias foram recicladas, mediante uma conexão com uma tensão de carga de 9,5 V e uma resistência de 47 ohms, durante os períodos de 20 horas.

A partir das figuras 2 e 3 pode-se constatar que a capacidade das baterias (em ampéres-horas ou Ah) pode se ampliada de 3 a 4 vezes, de acordo com o tipo envolvido; basta comparar a curva N (de "normal") com a R (de "reciclada"), em cada caso. Conclui-se, portanto, que as pilhas e baterias de zinco-carbono podem ser recicladas a um custo razoável, desde que se disponha de uma fonte retificadora no mesmo aparelho.

Alguns circuitos

O que estamos sugerindo aqui tem por base as experiências da Telefunken com a reciclagem em corrente contínua. Os circuitos podem ser incorporados a qualquer aparelho portátil (tal como um rádio transistorizado ou um gravador cassete) que possua, como já dissemos, uma fonte alimentada pela rede. A comutação entre os dois tipos de alimentação pode ser efetuado de forma manual ou automática — sendo esta última a mais comum, por intermédio do próprio soquete destinado ao cabo de força (figura 4a).

Para fins de reciclagem, essa mesma chave comutadora fica em

2

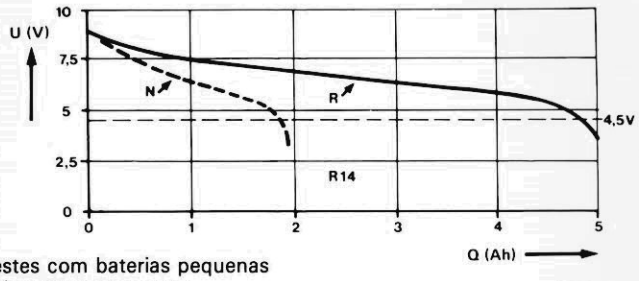


figura 2 — Testes com baterias pequenas (R14) de 9 V demonstraram que a reciclagem é capaz de triplicar sua vida útil.

3

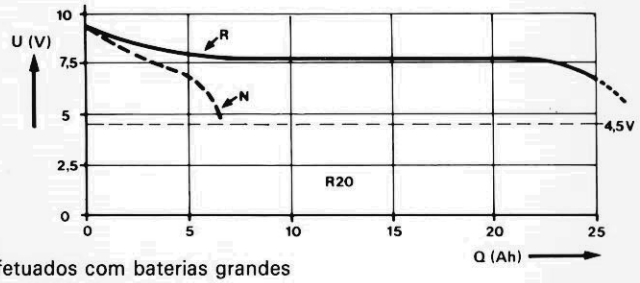


figura 3 — Efetuados com baterias grandes (R20), os mesmos testes comprovaram uma vida útil 4 vezes maior.

4

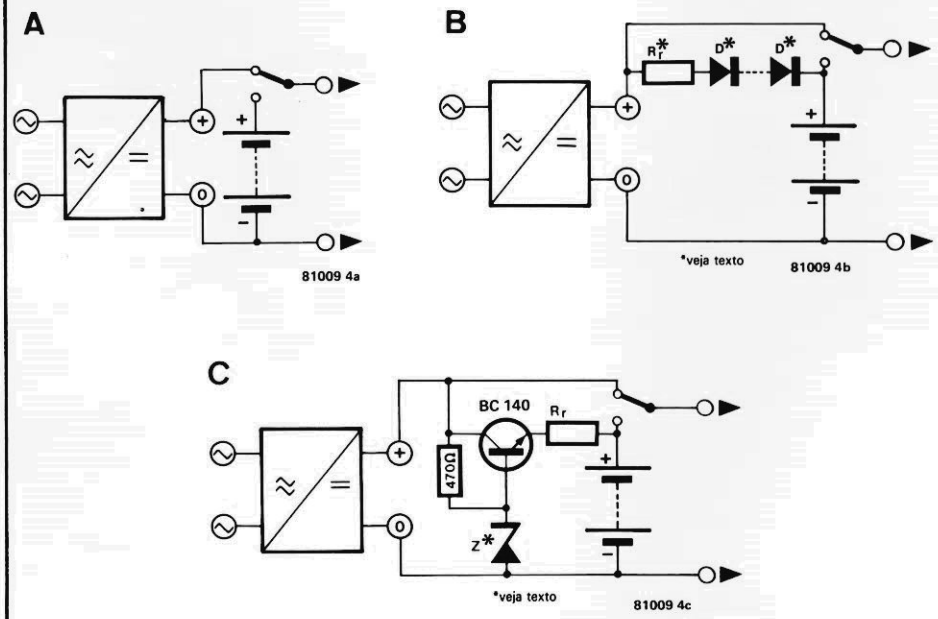


figura 4 — Circuitos que permitem estender a duração de pilhas e baterias em equipamentos portáteis, desde que estes possam ser alimentados também pela rede.

A comutação entre fonte e bateria pode ser automática, através de uma chave existente no próprio soquete de alimentação.

paralelo com o resistor de carga R_r e os diodos associados (veja a figura 4b). O requisito mais importante do processo é o de limitar a tensão de carga ao valor nominal de uma pilha ou célula nova (1,7 V por unidade), a fim de evitar sobrecargas. Assim, caso a tensão em aberto da fonte de alimentação seja superior ao limite, ela terá que ser reduzida pelos diodos a um valor situado entre 1,5 e 1,7 multiplicado pelo número de pilhas ou células a serem recicladas. No caso dos diodos de silício, pode-se considerar uma queda de 0,6 V por diodo.

Vamos dar um exemplo bastante típico, a fim de ilustrar melhor o processo: um aparelho alimentado por uma bateria de 9 V deve ser modificado para aceitar reciclagem, levando em conta que a tensão em aberto de sua fonte é de 10 V. Dessa forma, a máxima tensão de carga deve ser de

nº de células x 1,7
6 x 1,7 = 10,2 V,

o que dispensa o uso de diodos limitadores.

As coisas seriam diferentes, contudo, se a fonte retificadora interna apresentasse uma tensão em aberto de 11 V, digamos. Os diodos deveriam estar então presentes, reduzindo a tensão em pelo menos 0,8 V; mas seriam necessários dois deles, fornecendo uma tensão máxima de carga equivalente a

11 V - 1,2 V = 9,8 V,

o que resulta em 1,63 V por célula, aproximadamente. Por outro lado, é impossível realizar qualquer reciclagem com uma tensão de fonte inferior à tensão nominal da bateria (ou do conjunto de pilhas).

A resistência de carga deve ser fixada em cerca de 5 ohms por volt de tensão da bateria — o que nos fornece de imediato os valores práticos para as tensões mais comuns (já considerando os resistores comerciais): 12 V/68 ohms; 9 V/47 ohms; 7,5 V/39 ohms; 6 V/33 ohms; e 4,5 V/22 ohms. No caso de pilhas ou baterias miniaturas, o resistor de carga deve ter seu valor dobrado.

Mas a tensão de carga pode ser também limitada por um pequeno circuito estabilizador (ao invés dos diodos), como se vê na figura 4c. Mais uma vez, a tensão é escolhida de modo a não ultrapassar o valor máximo de 1,7 V por célula ou por pilha (determinada pelo diodo zener); assim sendo, a tensão do zener deve ser cerca de 0,6 V maior que a tensão máxima de carga.

Para permitir que as pilhas ou baterias aceitem o maior número possível de reciclagens, é essencial evitar descargas excessivas. Isto pode ser conseguido através do circuito da figura 5, que desconecta a bateria sempre que é atingida uma tensão aproximada de 1,2 V por célula. A tensão do zener pode ser calculada pela fórmula:

V_z = nº de células x 1,2 V - 0,6 V

O valor indicado no exemplo é adequado para baterias de 9 V, desligando o sistema em 7,4 V; caso seja necessária a opção de prosseguir a descarga além desse valor, pode-se incluir uma chave em paralelo com o transistor (representada em linha tracejada na figura).

Por fim, na figura 6 temos o esquema completo de uma fonte com reciclagem incorporada, cujos valores foram calculados para uma saída de 9 V, com uma corrente máxima de 500 mA. Durante a operação pela rede, uma corrente de reciclagem flui através do diodo D2 e do resistor de carga R_r, enquanto a corrente de carga passa pelo diodo D3. Quando a fonte retificadora é desligada por S1, essa chave vai permitir a condução de T2, colocando a bateria em operação. Assim que a tensão da mesma cair abaixo de 7,3 V, porém, T3 e T4 vão para o corte, desconectando a bateria; D2 evita então que ela se descarregue ainda mais via R_r. Se, em casos excepcionais, for preciso manter a alimentação por bateria (na falta de uma tomada de rede, por exemplo), a chave S2 poderá ser usada para curto-circuitar T3 e impedir o desligamento da mesma.

5

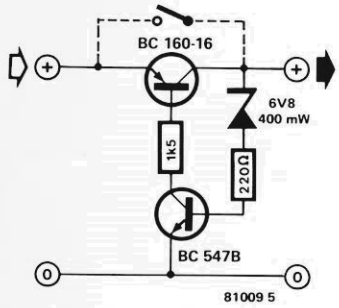


figura 5 — Este circuito evita a descarga excessiva, desconectando a bateria sempre que é atingida uma tensão de 1,2 V em cada célula.

Bibliografia

— Deussing, G: *Energy supply for Telefunken transistor radios*; Telefunken-Sprecher, nº 66, fev. 75, pág. 26-28.

— Huber, R: *Dry cell batteries*; Varta technical series, vol. 2, 1968, pág. 110-112.

— Clockner. G. Petermann, B e outros: *Recycling batteries using a symmetrical alternating current charge — problems and results of experiments*; Funkamateur 28 (1979), nº 2, pág. 73; nº 3, pág. 127; nº 4, pág. 187; nº 5, pág. 238; nº 6, pág. 284; nº 7, pág. 345; nº 8, pág. 388.

6

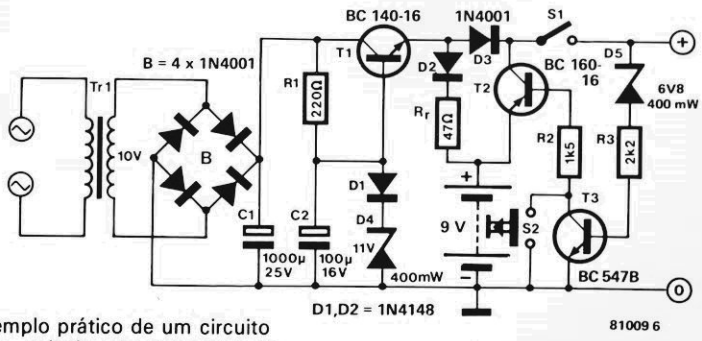


figura 6 — Exemplo prático de um circuito para reciclagem, próprio para uma saída de 9 V, até 500 mA.

Conhecido popularmente por "vox", este circuito automatiza a comutação transmite/recebe nos microfones para radioamadorismo, através da própria voz do operador. Mas é também "inteligente", pois ignora os ruídos ambientais e pode ter sua resposta personalizada

Um controle acionado pela voz

A maioria das unidades comerciais do sistema "vox" apresenta a desvantagem de reagir a qualquer tipo de som, bastando apenas que ele ultrapasse um certo nível. Nesse caso, um simples ruído de fundo pode facilmente comutar o circuito para transmissão, resultando em mensagens entrecortadas e muita irritação. Mesmo assim, ninguém pode negar que o "vox" é um acessório muito útil; nada mais conveniente do que ter as duas mãos livres ao operar o transceptor — seja para tomar notas, ajustar controles ou simplesmente tomar uma xícara de café. O ideal, portanto, é dispor de um sistema menos "burro", que saiba reconhecer os sons corretos — e acreditamos ter aqui a solução para o caso.

Como se sabe, o circuito vox costuma ser inserido entre o microfone e o transceptor. Isto significa que todo e qualquer som captado pelo microfone passa inevitavelmente a esse circuito de controle, que deve então discriminar entre a "voz do dono" e ruídos indesejáveis. A solução proposta consiste em entregar o sinal a um filtro com uma estreita faixa de passagem, que permita inclusive ser sintonizado na banda de frequência da voz de cada operador em particular; todos os sons fora dessa faixa passam a ser então ignorados. Em seguida, basta controlar o chaveamento entre transmissão e recepção com o sinal que deixa o filtro.

Podemos ver, na figura 1, o diagrama de blocos de nosso vox inteligente. Observe que o sinal enviado pelo microfone chega a um primeiro estágio amplificador, cujo ganho pode ser posicionado em qualquer ponto entre 1 e 100. O estágio seguinte já é o filtro passa-banda, com fator de mérito (Q) e frequência central ajustáveis. O sinal que deixa esse filtro é enviado a outro estágio amplificador, este apresentando um ganho fixo de 200; mesmo sinais de nível razoavelmente baixo serão ceifados nesse amplificador, tornando a saída semelhante a uma onda quadrada.

Esse sinal "quadrado", por fim, é usado no disparo de um multivibrador monoestável, que proporciona um pulso de saída com duração ajustável — mais precisamente, entre 0,5 e 2,5 segundos. O monoestável em questão é do tipo redisparável; em outras palavras, enquanto os pulsos de disparo continuarem chegando, dentro do período de tempo selecionado, a saída vai permanecer em nível alto indefinidamente. No final, um simples estágio excitador tem a função de acionar devidamente o relé.

Passando ao circuito

Conforme nos mostra a figura 2, onde está representado o esquema completo do vox, a impedância de entrada co circuito é quase que exclusivamente determinada por R2 (47 k). Isto significa uma carga desprezível por parte do vox, o que permite ligá-lo em paralelo com o amplificador do microfone, no transmissor.

O ganho do estágio de entrada (IC1a) equivale a

$G = P1/R1 + 1$

Com P1 posicionado no mínimo, o ganho será unitário; o outro extremo do cursor vai corresponder a 101. É bom avisar desde já, aliás, que a sensibilidade deve ser mantida no menor nível possível, a fim de garantir uma operação confiável; um ganho muito elevado não fará o circuito reagir mais rapidamente e tornará maior o perigo de fazê-lo responder a ruídos de fundo.

A rede formada por L1 e C1 foi incluída para bloquear sinais de alta frequência na entrada (já que

1

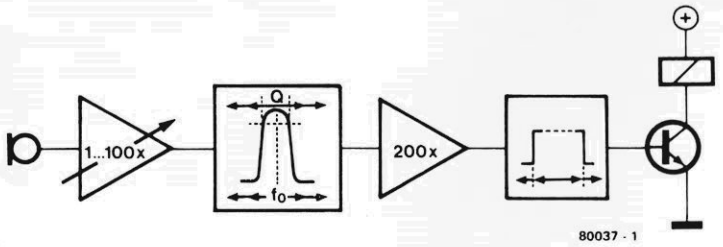


figura 1 — Diagrama de blocos do vox inteligente. A frequência central e o Q do filtro podem ser variados independentemente, permitindo assim selecionar uma faixa de frequência específica para cada operador.

2

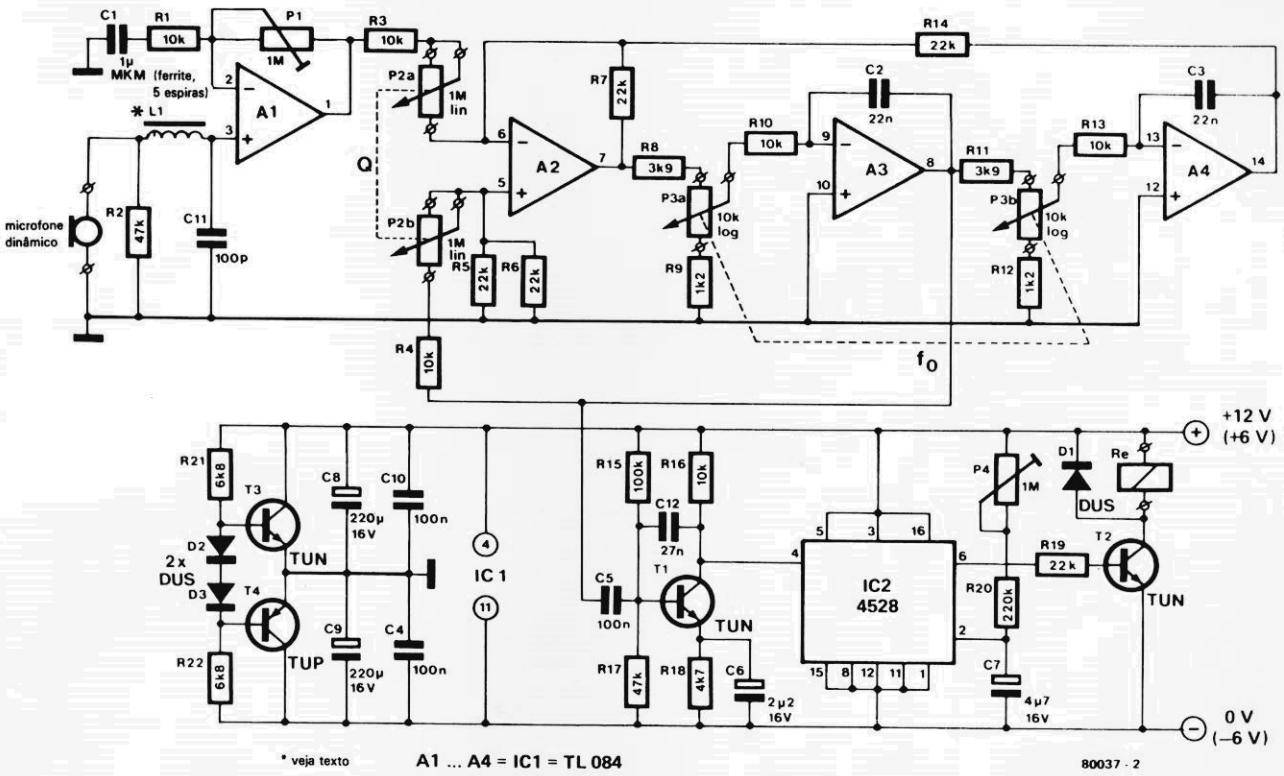


figura 2 — Esquema completo do controle vox inteligente, composto apenas por dois CIs e quatro transistores.

o vox é normalmente instalado junto a um transmissor). O tipo do microfone, embora esteja indicado como "dinâmico" no esquema, não tem realmente muito importância, graças à extensa faixa de ganhos permitida pelo estágio inicial.

Os três operacionais seguintes, IC1b...IC1d, estão configurados como um filtro de estado variável. O potenciômetro duplo P2 estabelece o Q do filtro — ou, em outras palavras, a largura relativa da banda passante — entre 1 e 50. O outro potenciômetro duplo, P3, ajusta a frequência central do filtro. Manipulando então P2 e P3, pode-se "personalizar" as características do filtro para uma determinada faixa de voz.

A saída do filtro (pino 8 de IC1c) é acoplada a um amplificador de um só transistor (T1) e daí à entrada de disparo do monoestável IC2 (do tipo 4528); este, por sua vez, energiza o relé transmite/recebe via T2. O período desse monoestável é determinado por P4, R20 e C7; com os valores fornecidos, é possível selecionar qualquer tempo entre 0,5 e 2,5 segundos — faixa considerada adequada para prever pausas de respiração ou pequenas hesitações, evitando assim que o vox comute o transceptor continuamente entre as duas condições. Se desejado, porém, pode-se obter outras faixas de atuação, alterando o valor de um, dois ou dos três componentes.

O circuito, como se vê, exige uma fonte estabilizada de 12 V e o consumo de corrente vai depender principalmente do relé; uma fonte de 500 mA deverá mostrar-se suficiente para a maioria dos casos. Como os operacionais pedem uma alimentação simétrica, isto foi providenciado através de uma derivação "artificial", formada por T3 e T4. É claro que, se houver uma fonte simétrica de +6/-6 V à disposição, toda essa parte do circuito poderá ser omitida (T3, T4, D2, D3, R21 e R22). Os capacitores C4, C8, C9 e C10 deverão ser mantidos, independentemente do tipo de aimentação adotado.

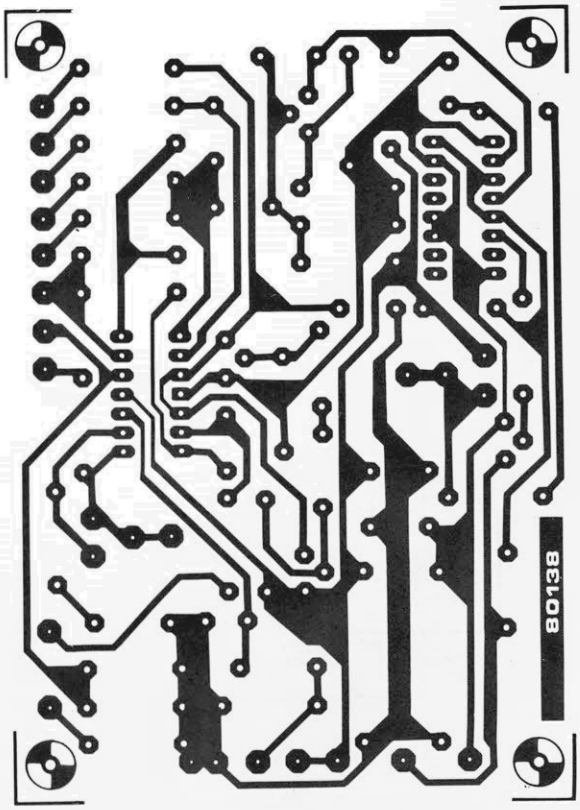
Montagem

A placa projetada especialmente para o controle vox aparece na figura 3. Note que praticamente todos os componentes puderam ser alojados nessa placa, com exceção apenas dos dois potenciômetros duplos, do relé e do microfone. As ligações com este último, por sinal, precisam ser feitas com um bom cabo blindado, cuja extensão deve ser a menor possível.

Não há outros pontos críticos nesta montagem, mas gostaríamos de ressaltar dois detalhes sobre a escolha de componentes. O primeiro diz respeito aos potenciômetros duplos, que devem exibir uma boa trilhagem em cada par — tornando assim mais fácil o ajuste do filtro. E há também o transistor usado para acionar o relé (T2), que vai depender do tipo do mesmo; poderá ser necessário apelar para um BC141, por exemplo, talvez até resfriado com um pequeno dissipador. Tendo em

mente que a corrente de base de T2 está limitada em cerca de 0,5 mA, com relés maiores será preciso adotar um transistor com ganho de corrente ainda maior ou mesmo um darlington.

3



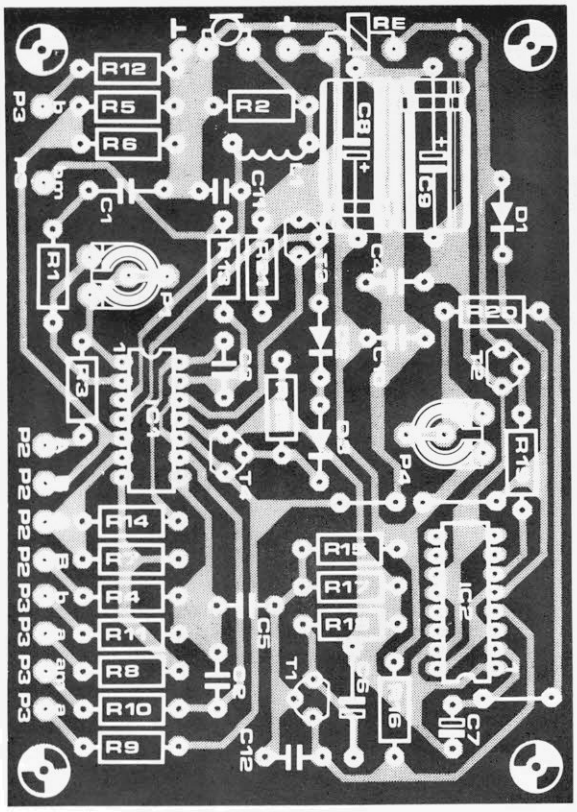


figura 3 — Traçado e disposição dos componentes para a placa do vox, em tamanho natural.

Lista de componentes

Resistores
R1,R3,R4,R10, R13,R16-10 k
R2,R17- 47 k
R5,R6,R7,R14, R19- 22 k
R8,R11- 3,9 k
R9,R12- 1,2 k
R15- 100 k
R18- 4,7 k
R20- 220 k
R21,R22- 6,8 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 1 μF (sem polaridade)
C2,C3- 22 nF
C4,C5,C10-100 nF
C6- 2,2 μF/16 V
C7- 4,7 μ/16 V
C8,C9-220 μ/16 V
C11- 100 pF
C12- 27 nF

Semicondutores
T1,T2,T3- TUN
T4- TUP
D1,D2,D3- DUS
IC1- TL084
IC2- 4528

Diversos
P1,P4- trimpot de 1 M
P2- pot. linear de 1 M
P3- pot. log. de 10 k
L1- 5 espiras de fio 0,1... 0,25 mm sobre anel ferrite
Re- relé com bobina 12 V
Placa nº 80138

Embora se dê como certo que as memórias fotônicas serão o principal meio de armazenagem de dados do futuro, os tipos que utilizam semicondutores deverão ainda marcar presença por vários anos. De fato, eles continuam sendo desenvolvidos nos principais centros tecnológicos, com capacidades cada vez maiores.

As promessas das memórias semicondutoras

A maioria dos fabricantes envolvidos na produção de memórias semicondutoras de grande capacidade já conta com modelos de EPROMs ou DRAMs (RAMs dinâmicas) de 1 megabit; alguns deles, inclusive, estão bem adiantados no desenvolvimento de uma DRAM de 4 megabits (como, por exemplo, o conglomerado General Electric-Toshiba-Siemens-Philips). Esses dispositivos requerem os mais modernos recursos disponíveis, grandes investimentos em desenvolvimento e produção, além de um vasto mercado (estimado em cerca de Cz$ 145 bilhões ao longo de toda a vida econômica útil desses dispositivos, ou seja, até que as memórias fotônicas se tornem viáveis).

Muitas empresas da área, principalmente as ocidentais, estão cientes da impossibilidade de se recuperar os altíssimos investimentos feitos no mercado atual de memórias. Mas são obrigadas a prosseguir em seus programas de desenvolvimento, porém, a fim de ganhar a experiência necessária para outros setores de importância, tal como telecomunicações e computadores. Os japoneses, ao contrário dos

figura 1 — Silício monocristalino observado através de um microscópio eletrônico.

1

europeus e americanos, ainda creem em uma forte demanda, com um bom crescimento e valores mais elevados de mercado.

O fato que prevalece para os demais países, no entanto, continua sendo a pouca probabilidade de reaver o capital investido nesses componentes, apenas pela simples venda dos mesmos, devido ao seu baixo custo atual (é uma regra geral que o preço caia em até 90% durante os primeiros 2 ou 3 anos de vida do componente). Em contrapartida, a concorrência não é muito intensa, em termos do número de fabricantes, justamente devido aos custos envolvidos no processo.

Para reduzir os riscos, além disso, algumas empresas decidiram unir seus esforços em *joint-ventures* — a exemplo da Philips e da Siemens, que desenvolveram em conjunto uma RAM dinâmica de 4 megabits, mediante a colaboração do ministério alemão de pesquisas e tecnologia e do ministério holandês de negócios econômicos. Mesmo assim, os riscos não deixam de ser elevados: a construção de uma nova indústria de semicondutores, na região de Regensburg, custou à Siemens quase Cz$ 9 bilhões.

Mesmo a natureza do projeto apresenta riscos adicionais, já que desenvolvimento e produção andam de mãos dadas. De fato, sempre que o supervisor de uma equipe de pesquisas toma uma decisão, novos equipamentos são comprados, técnicos são contratados ou processos podem ser totalmente modificados; caso a decisão venha a se revelar errônea, as conseqüências financeiras são imediatas. Em certos casos, pode ser até necessário encomendar ferramentas ou equipamentos sem saber ao certo se virão a ser usados ou não.

A tecnologia

As dimensões das células de memória utilizadas nesses dispositivos giram em torno de 1 a 12,5 μm, fazendo com que partículas de poeira de apenas 0,5 mícron possam inutilizar um CI; e tais partículas são visíveis somente com o auxílio de poderosos microscópios. Como se sabe, as estruturas são gravadas no substrato de silício através de um feixe luminoso próximo à região do ultravioleta (λ = 0,4 μm). Mas assim que os detalhes se tornam menores que 0,7 μm, a gravação deve ser efetuada por meio da litografia por raios X.

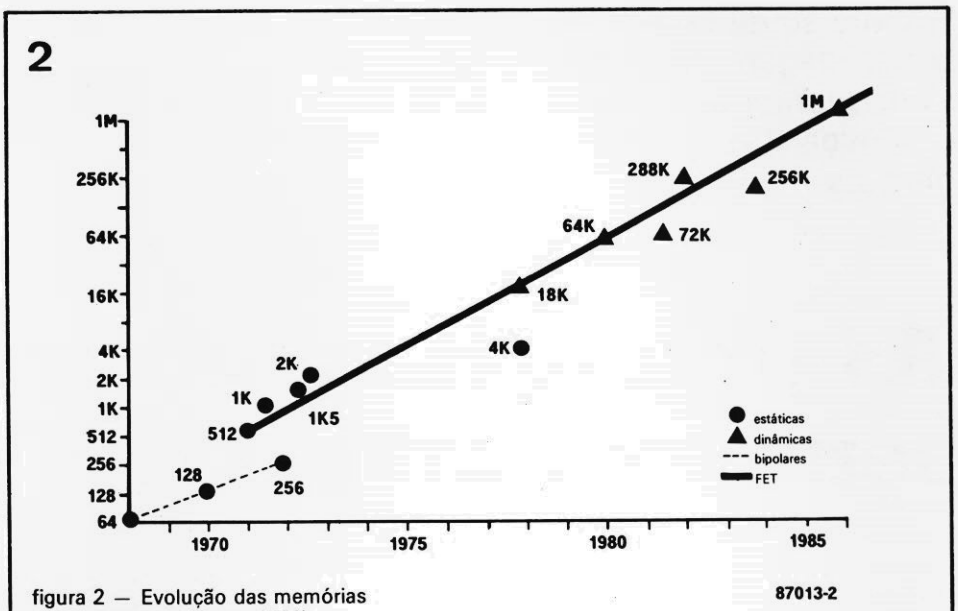


figura 2 — Evolução das memórias semicondutoras (fonte: IBM).

Especificações típicas das memórias de 1 megabit podem ser consideradas iguais às do modelo desenvolvido pela IBM: 1.048.576 bits, divididos em quatro blocos de 256 kb cada um e alojados em uma pastilha com área de apenas 80,85 mm². Isto resulta em uma densidade de 13025 células de memória por milímetro quadrado — permitindo que 6 desses componentes guardem o conteúdo de um livro de 250 páginas.

A memória da IBM é uma DRAM que pede apenas uma alimentação simples de 5 V; em operação consume 0,5 W, enquanto no estado quiescente exige meros 50 mW. Com uma temperatura de 75°C, seu tempo de acesso é de 150 ns. Quanto às suas estruturas, exibem o tamanho padrão de 1 mícron e são confeccionadas na tecnologia FET (deu-se preferência aos transistores de efeito de campo devido à sua implementação mais simples).

Atualmente, a maior parte das memórias de 1 megabit é do tipo dinâmico, já que as estáticas (SRAMs) exigem mais transistores e, portanto, ocupam mais espaço. As células memorizadoras dinâmicas consistem, geralmente, de um transistor e um capacitor, cuja carga deve ser "reforçada" em intervalos regulares — razão pela qual as RAMs dinâmicas são mais lentas que as estáticas.

É bom lembrar também, de passagem, que as memórias de bolhas magnéticas já podem ser encontradas há tempos na capacidade de 4 Mb (se bem que ocupando áreas de 1500 mm²) e começam a ser oferecidas na versão de 16 Mb (veja Elektor nº 10, pág. 60).

O processo de produção

A confecção de uma memória de 1 megabit envolve nada menos que 400 estágios distintos. O ponto de partida é o *wafer*, ou bolacha, uma fina "fatia" de silício monocristalino com diâmetro variando entre 120 e 150 mm, de acordo com o fabricante. Essa bolacha é usada como o substrato em que as estruturas das memórias serão gravadas.

A memória é projetada com o auxílio de computadores (CAD), o que garante a produção de CIs com características físicas e elétricas adequadas. As informações obtidas do sistema CAD são empregadas para se confeccionar uma máscara contendo o traçado do integrado, que é um dispositivo próprio para "cobrir" áreas selecionadas da bolacha. Pode ser formada tanto por uma emulsão sobre uma base de vidro ou, então, por uma fina película de óxido de cromo ou ferro sobre vidro, sendo produzida através de uma redução

fotográfica, a partir de desenhos em escala ampliada. Os traçados são feitos na emulsão ou película por meio da litografia de feixe de elétrons.

O substrato é recoberto com uma solução de foto-resiste positivo por imersão ou pulverização; o traçado desejado é então "impresso" no substrato através de fotolitografia, logo após a secagem da solução de foto-resiste. As partes expostas dessa solução são despolimerizadas e depois removidas na revelação, mediante um solvente adequado (tal como tricoloroetileno). A porção polimerizada é mantida, atuando então como uma barreira contra as substâncias da decapagem ou como máscara nos processos de deposição. Uma vez concluída essa etapa do processamento, o foto-resiste remanescente também é eliminado, com outro solvente apropriado.

A bolacha, em seguida, é submetida a uma decapagem a seco, que lhe confere bordas verticais uniformes. Esse processo também produz danos bem menores às trilhas que a decapagem química, conforme nos mostra a figura 3.

As conexões entre os componentes do CI também eram produzidas por decapagem, até pouco tempo atrás. Atualmente, alguns fabricantes adotam um método diferente: o foto-resiste é exposto à luz por meio da máscara e sofre um aquecimento logo em seguida, com a finalidade de preservar as partes expostas. A bolacha é depois exposta à mesma luz, mas sem a máscara, e submetida ao processo de revelação, que faz desaparecer as porções que estavam cobertas pela máscara. Por fim, uma fina película metálica é vaporizada sobre a bolacha, após o que todo o metal supérfluo é removido, juntamente com o foto-resiste mais persistente.

Para se obter camadas com diferentes condutividades, o silício é dopado com íons diferentes — tal como, por exemplo, pelo implante de íons de boro na estrutura cristalina do material. Esse processo, efetuado sob vácuo com potenciais elétricos elevados, mostra-se bem mais preciso que o convencional, realizado por difusão. É possível obter, então,

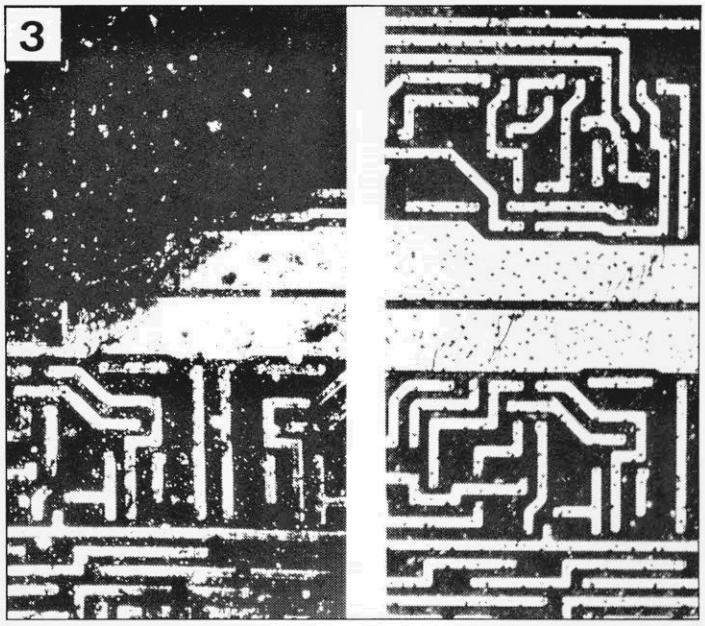


Figura 3 — Embora tudo pareça em ordem, na foto da direita, a imagem obtida por ultra-som, à esquerda, mostra danos sérios nas pistas de interconexão.

densidades de componentes muito maiores, além de uma comutação mais confiável e menor interferência.

Os vários transistores formados são a seguir interligados ou isolados uns dos outros por deposição de vapor químico — ou seja, camadas gasosas de silício monocristalino, óxido de silício e nitrato de silício. Forma-se, dessa maneira, uma película de dielétrico com 15 nm de espessura, em média. Várias camadas são então unidas às superfícies metalizadas individuais, isoladas entre si pela absorção de quartzo (que é o método antigo) ou de nitreto de silício gasoso (método moderno). Este último material protege melhor a bolacha contra impurezas.

Agora completa, a bolacha recebe uma espécie de barreira protetora, sendo depois cortada em CIs individuais que serão encapsulados. Como sempre ocorre nesses processos, todas as etapas devem ser realizadas em ambientes tipo "sala limpa", já que não se pode tolerar altas taxas de rejeição, dados os investimentos aplicados. Quaisquer partículas de poeira maiores que 0,5 μm podem provocar curto-circuitos no plano horizontal. Mas tais partículas são facilmente removidas do ambiente de trabalho; é bem mais complicado lidar com partículas de 0,1 μm, que são 100 vezes mais comuns que as de 0,5 μm, além de invisíveis, e também causam curtos no dielétrico das células, porém no plano vertical do CI. É bom lembrar que as salas limpas classe 10, da indústria de semicondutores, contém 100 vezes menos impurezas em suspensão do que qualquer sala hospitalar para cirurgias.

Os testes finais

Antes que a bolacha seja cortada em *chips* ou pastilhas individuais, é preciso efetuar um teste elétrico final, realizado em dois CIs de cada vez. Nessa etapa, 22 pontas de prova em forma de agulhas formam uma multi-conexão entre os integrados e o equipamento de teste (figura 4). As medições assim obtidas fornecem uma clara imagem sobre a qualidade das células individuais de memória.

Em seguida, padrões determinados de teste são aplicados a todas as células de memória. Para finalizar, um certo número de CIs é escolhido ao acaso em cada lote de produção e submetido a um teste de vida acelerado, no qual 100 mil horas de operação são simuladas em um período de 30 horas.

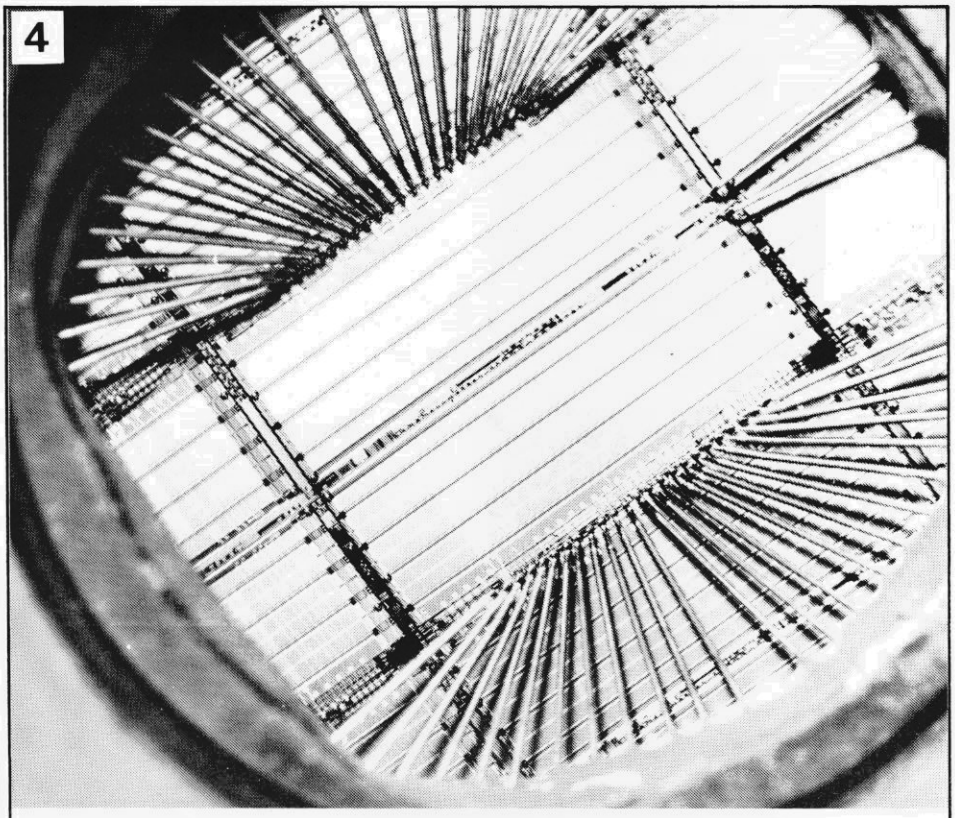


figura 4 — Nos testes efetuados em memórias prontas, 22 sondas em forma de agulha varrem as 1 048 576 células com grande rapidez (foto: cortesia da IBM).

Os fabricantes

Reunimos aqui uma lista das principais empresas envolvidas na produção ou desenvolvimento das memórias com capacidade igual ou superior a 1 megabit — sediadas no Japão, Europa e Estados Unidos:

— A **AT&T** produz DRAMs de 1 Mb x 1 ou 256 kb x 4 com tecnologia CMOS e estruturas celulares de 1 μm. A empresa iniciou a pesquisa com RAMs dinâmicas em 1984.

— A **Fujitsu** também oferece uma DRAM de 1 Mb x 1, ao passo que na marca **Hitachi** pode-se encontrar RAMs dinâmicas de 1Mb x 1 ou 256 kb x 4 em tecnologia CMOS, com estruturas celulares de 1,3 μm; também oferece EPROMs de 1 megabit (128 kb x 8 ou 64 kb x 16).

— A **IBM** vem produzindo DRAMs de 1 megabit desde abril de 1986, utilizando tecnologia de FETs, com estruturas de 1 μm; toda a produção, porém, é destinada aos próprios computadores da empresa.

— Quanto à Intel, produz uma EPROM de 1 megabit com a tecnologia HMOS-II-E; as estruturas são de 1,4 μm e a configuração interna, de 128 kb x 8 bits.

— A **Matsushita** adotou a tecnologia NMOS em suas DRAMs de 1 Mb, ao passo que a **NEC** trabalha tanto em NMOS como CMOS, com células de 1μm. Seus componentes, disponíveis desde meados de 1986, são encontrados nas configurações de 1 Mb x 1 ou 256 kb x 4. Existe ainda a EPROM de 1 Mb da NEC, confeccionada com tecnologia CMOS e estruturas de 1,5 μm; é oferecida nas configurações de 128 kb x 8 ou 64 kb x 16.

— Na Europa, a **Philips** está prestes a colocar em produção EPROMs e SRAMs de 1 megabit, enquanto a **Siemens** desenvolveu RAMs dinâmicas de 1 e 4 Mb. A primeira, de 1 megabit, apresenta estruturas de 1,2 μm, tecnologia CMOS e organização tanto em 1 Mb x 1 como 256 kb x 4: além disso, serão também oferecida na versão SMD (dispositivo de montagem em superfície).

— A **Texas Instruments** iniciou há pouco a comercialização de uma RAM dinâmica CMOS de 1 megabit, também disponível na forma SMD, com estruturas de 1 μm. A empresa americana já lançou também uma EPROM de 1 Mb, igualmente com células de 1 mícron e produzida nas configurações de 128 Kb x 8 e 64 KB x 16.

— A **Toshiba**, por fim, pode ser considerada o primeiro produtor da geração de 1 megabit, com seu lançamento de novembro de 1985. Seus dispositivos são confeccionados em CMOS, tanto em encapsulamento normal como no SMD, com estruturas de 1,2 μm. Mas são oferecidos ainda em duas diferentes versões, com tempos de acesso de 100 e 120 ns; ambas, porém, são alimentadas com 5 V e podem ser controladas de modo similar aos modelos de 256 kb.

Essa empresa japonesa também oferece uma EPROM do tipo CMOS de 1 megabit e foi a única a produzir, até agora, um protótipo de RAM estática com essa capacidade. As estruturas celulares destes componentes, que utilizam a tecnologia CMOS, medem somente 1 μm — o que permitiu concentrar nada menos que 2,2 milhões de elementos em um substrato de apenas 5,99 x 13,8 mm.

Essa SRAM da Toshiba, para sermos exatos, é estática e dinâmica ao mesmo tempo. Dinâmica, porque exige um "reforço" de carga do capacitor e porque cada célula de memória é composta por um transistor e um capacitor. E estática porque dispensa o controlador externo de reforço (ele já vem embutido no CI) e pelo fato de dispor de um barramento de 8 bits. Por esses motivos, a Toshiba batizou sua memória de SRAM virtual ou VSRAM, que exibe um tempo de acesso de 62 ns. ◀

A televisão, o radar, a transmissão de dados e outras técnicas desenvolvidas durante as décadas de 40 e 50 revelaram as limitações da teoria do parâmetro imagem. A maior precisão e as características mais exatas então exigidas dos filtros fizeram com que ela cedesse lugar à moderna teoria das redes, que emprega técnicas de síntese e computadores digitais.

Filtros: teoria e prática

3ª parte

A. B. Bradshaw

O princípio fundamental da teoria das redes consiste em sintetizar o filtro a partir de sua função de transferência de tensão (característica tensão x freqüência). Essa é uma abordagem essencialmente matemática, empregando a relação de certos tipos de polinômios; representa uma técnica bastante versátil, conhecida por **teoria da aproximação**. Com o auxílio dessa ferramenta, três das aproximações fornecem funções de transferência bastante familiares; juntamente com a resposta vertical ideal, elas estão representadas na figura 29.

O desenvolvimento da computação digital ajudou muito na evolução dos coeficientes polinominais, pois veio permitir a montagem de tabelas de projeto para filtros mediante um *software* adequado. A utilização de tais tabelas, juntamente com um procedimento passo a passo no projeto, possibilita a implementação de excelentes filtros com aproximação das funções Butterworth, Chebychev e elíptica.

As tabelas resultantes referem-se a seções passa-baixas e passa-altas normalizadas — isto é, todos os valores dos circuitos são relativos a uma impedância de rede de 1 ohm, com uma freqüência angular ω de 1 radiano. Empregando então multiplicadores padronizados, pode-se converter a impedância do filtro para o valor desejado; outro conjunto desses multiplicadores viabiliza o transporte da curva até a freqüência correta. Essas duas operações são efetuadas simultaneamente, sendo conhecidas pelo nome único de **transposição de impedância e freqüência**.

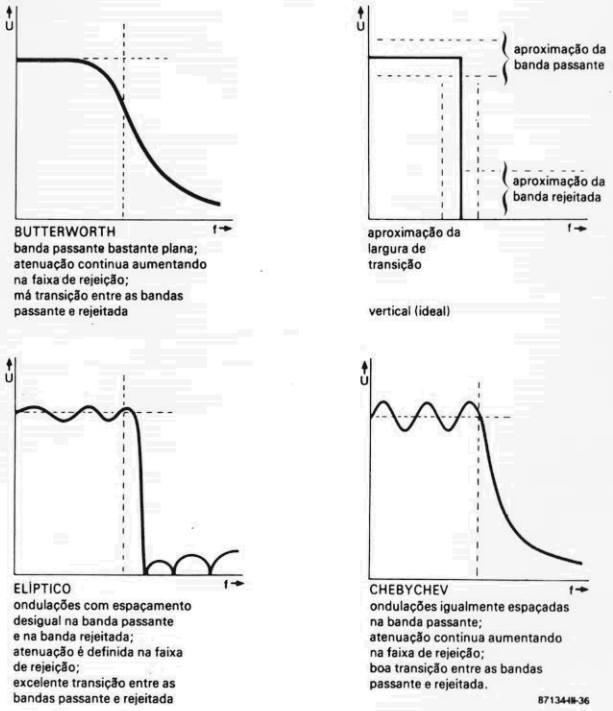
As estruturas básicas fornecidas nas tabelas podem ser convertidas em passa-altas, ao passo que uma transformação de rede permite a transposição para estruturas tipo passa-banda. Essas novas implementações têm a possibilidade de assumir então a impedância e a freqüência desejadas, conferindo valores práticos aos componentes.

Havendo um conjunto dessas tabelas à disposição e uma vez que o projetista esteja familiarizado com seu mecanismo, é tarefa simples elaborar modelos de filtros de alta qualidade, sem que seja preciso conhecer os coeficientes das funções racionais reais ou os polinômios de Hurwitz.

Tabelas para a função elíptica

Demos preferência a essa função porque oferece os melhores resultados para um dado número de componentes (figura 29). Cada tabela se refere a uma rede específica e cada conjunto de valores, a uma determinada faixa de atenuações para a banda de

29



rejeição (em etapas de 5 dB, normalmente, para a rede com menor número de componentes) e a uma dada ondulação na banda passante, em dB. Os valores relacionados nas tabelas são dos componentes reais calculados com base em $\omega = 1$ radiano e $Z = 1$.

A forma como a rede tem relação com as tabelas pode ser observada na figura 30 e na Tabela 1 — a qual exibe apenas duas linhas da relação geral, com ondulações de 1 dB na banda passante. Já a Tabela 2 mostra também duas linhas da relação geral, mas com ondulações de 0,1 dB.

Nos exemplos fornecidos mais adiante, neste artigo, foi utilizada a rede passa-baixas mais longa, representada na figura 31. Os valores relativos a essa rede aparecem na Tabela 3, considerando atenuações entre 35 e 60 dB para a banda de rejeição e ondulações de 1 dB na banda passante.

Em todas as tabelas, os parâmetros são os seguintes:

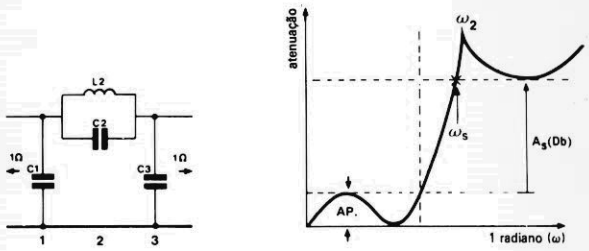
— ω_s: freqüência em que começa a atenuação específica;
— A_s: atenuação específica para a banda de rejeição;
— C1...C5: valores dos capacitores, em farads;
— L2 e L4: valores dos indutores, em henries (correspondem a L1 e L2, respectivamente, no esquema);
— ω_2 e ω_4: freqüências angulares correspondentes a uma atenuação infinita.

Os valores das indutâncias e capacitâncias são elevados porque a rede foi montada com base em 1 ohm, a 1 radiano; eles se tornam mais "razoáveis" após a transposição de impedência e freqüência. Note que o extremo da banda passante é o limite da ondulação e não o tradicional ponto de -3 dB.

Filtros passa-baixas para recepção em SSB

Tomando como exemplo as últimas três linhas da Tabela 3, se o extremo da banda passante for definido em 2,2 kHz (-1 dB), iremos obter as seguintes freqüências nas atenuações correspondentes:

30



31

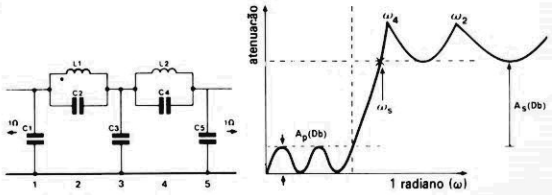


TABELA 1

W_s	A_s	C_1	C_2	L_2	W_2	C_3
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
2,048	35	1,852	0,214	0,865	2,324	1,852
2,418	40	1,910	0,145	0,905	2,762	1,190

TABELA 2

W_s	A_s	C_1	C_2	L_2	W_2	C_3
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
2,921	35	0,958	0,0837	1,057	3,362	0,958
3,542	40	0,988	0,0570	1,081	4,027	0,988

TABELA 3

W_s	A_s	C_1	C_2	L_2	W_2	C_3	C_4	L_4	W_4	C_5
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
1,145	35	1,783	0,174	0,827	1,597	1,978	1,487	0,488	1,174	1,276
1,217	40	1,861	0,372	0,873	1,755	2,142	1,107	0,578	1,250	1,427
1,245	45	1,923	0,293	0,947	1,898	2,296	0,848	0,684	1,313	1,553
1,407	50	1,933	0,223	0,963	2,158	2,392	0,626	0,750	1,459	1,635
1,528	55	1,976	0,178	0,986	2,387	2,519	0,487	0,811	1,591	1,732
1,674	60	2,007	0,141	1,003	2,660	2,620	0,380	0,862	1,747	1,807

50 dB: 1,407 x 2,2 = 3,0954 kHz
55 dB: 1,528 x 2,2 = 3,3616 kHz
60 dB: 1,674 x 2,2 = 2,6828 kHz

Caso o extremo da banda passante fosse definido em 2,7 kHz (-1 dB), as freqüências seriam, nas mesmas atenuações:

50 dB: 1,407 x 2,7 = 3,7989 kHz
55 dB: 1,528 x 2,7 = 4,1256 kHz
60 dB: 1,674 x 2,7 = 4,5198 kHz

Com referência à impedância do filtro, podemos dizer que quanto maior seu valor, tanto maiores são as indutâncias e tanto menores as capacitâncias. No caso de impedâncias relativamente elevadas, os capacitores poderão ser mais facilmente "casados" se forem de mica prateada, com 1% de tolerância. Os grandes indutores podem ser evitados, como veremos mais adiante, por simulações eletrônicas.

Usando agora a última linha da Tabela 3 e levando em conta uma impedância de 1 kΩ para o filtro, além de 2,3 kHz como extremo da banda passante, as duas bobinas (ou seus equivalentes) podem ser calculadas através do multiplicador L' — que é determinado pela fórmula:

$$L' = \frac{\left(\text{impedância de projeto}\right)\left(\text{valor da tabela}\right)}{2\pi\left(\text{freqüência do extremo}\right)}$$

Os valores dejados de indutância podem ser então calculados como segue:

$$L_2' = \frac{10^3 \times 1{,}003}{2\pi \times 2{,}3 \times 10^3} = 0{,}069405 \text{ H} = 69{,}405 \text{ mH}$$

$$L_4' = \frac{10^3 \times 0{,}862}{2\pi \times 2{,}3 \times 10^3} = 0{,}059648 \text{ H} = 59{,}648 \text{ mH}$$

O multiplicador de capacitância (C') também dispõe de uma fórmula específica:

$$C' = \frac{\left(\text{valor da tabela}\right)}{\left(\text{impedância do projeto}\right)\left[2\pi\left(\text{freqüência do extremo}\right)\right]}$$

Com ela pode-se então calcular os capacitores da rede:

$$C_1' = \frac{2{,}007}{10^3 \times 2\pi \times 2{,}3 \times 10^3} = 138{,}8799 \text{ nF}$$

$$C_2' = \frac{0{,}141}{10^3 \times 2\pi \times 2{,}3 \times 10^3} = 9{,}75688 \text{ nF}$$

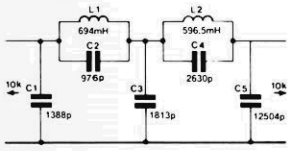
Da mesma forma, temos:

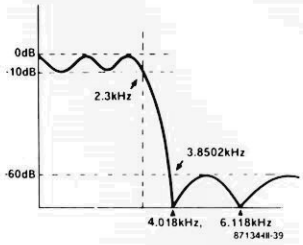
$C_3' = 181{,}2982$ nF

$C_4' = 26{,}295$ nF

$C_5' = 125{,}040$ nF

32





Como esses valores de capacitância são um tanto elevados, é mais prático adotar uma impedância de 10 kΩ, tornando assim as indutâncias 10 vezes maiores e as capacitâncias 10 vezes menores. Esse artifício vai resultar num filtro de 10 kΩ, porém com a mesma curva atenuação x freqüência, como se vê na figura 32 — que mostra o filtro passa-baixas completo e sua resposta em freqüência.

Filtro passa-banda para recepção em CW

A curva de resposta em freqüência desejada para esse filtro aparece na figura 33a. As freqüências f1 e f2 delimitam os extremos de faixa a -1 dB (neste caso específico); f3 e f4 são as freqüências laterais de f_0 onde ocorre a A_s; e f_0 corresponde ao centro da banda passante. Observe ainda que $f_0^2 =$ f1.f2 = f3.f4 e que $\Delta 1/\Delta 2 = \omega_s$.

Escolhe-se, em primeiro lugar, um valor para f_0; a partir das tabelas, então, determina-se uma f4 para uma dada A_s, para depois fazer o cálculo de f3. Subtraindo f3 de f4 obtém-se Δ2; em seguida, como ω_s é dada na linha correspondente da tabela, é possível determinar Δ1.

Já sabemos, portanto, os valores de Δ1, Δ2, fo, f3 e f4. Tendo em conta agora que Δ1 = f2-f1.

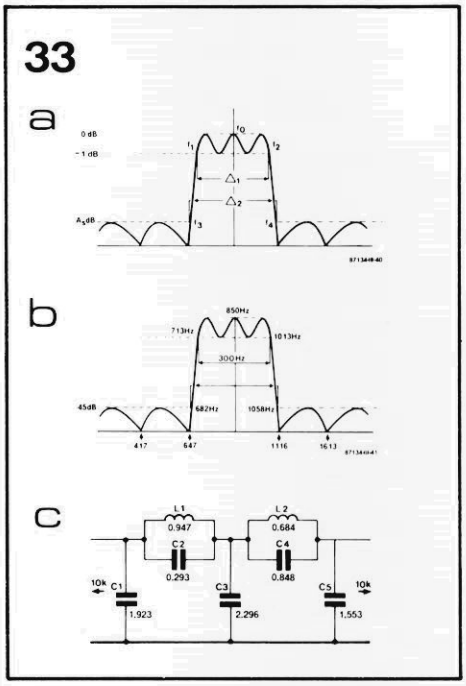
$$\Delta_1 = f_2 - (f_0^2/f_2)$$

que é uma quadratura em f2, fornecendo

$$\Delta_1 f_2 = f_2^2 - f_0^2$$

Esta é uma simples equação quadrática, cuja raiz positiva é

33



$$f_2 = (\Delta_1 + \sqrt{\Delta_1^2 + 4f_0^2})/2 \qquad [37]$$

$$\Delta_2 = f_4 - f_3 =$$

$$= \omega_s f_0 - f_0/\omega_s$$

Como $\Delta_2/\Delta_1 = \omega_s$,

$$\Delta_1 \omega_s = \omega_s f_0 - f_0/\omega_s$$

de onde se obtém

$$(f_0 - \Delta_1)\omega_s = f_0/\omega_s$$

e

$$\omega_s = \sqrt{f_0/(f_0 - \Delta_1)} \qquad [38]$$

— o que estabelece ω_s e a linha da tabela com a qual se pode projetar o filtro desejado.

Tomando como exemplo fo = 850 Hz, que é a mais popular freqüência CW para código morse, e uma largura de faixa Δ1 = 300 Hz (a partir da equação 38), tem-se:

$$\omega_s = \sqrt{850/(850-300)} = 1{,}243$$

O valor mais próximo desse resultado, na Tabela 3, é 1,245 — que corresponde a uma atenuação de 45 dB na banda de rejeição. Uma vez estabelecida a linha relevante na tabela, pode-se calcular as freqüências de transição. Partindo da equação 37:

$$f_2 = (300 + \sqrt{300^2 + 4 \times 850^2})/2 = 1013 \text{ Hz}$$

e

$$f_1 = 1013 - 300 = 713 \text{ Hz}$$

$$f_4 = \omega_s f_0 = 1{,}245 \times 850 = 1058 \text{ Hz}$$

$$f_3 = f_0/\omega_s = 850/1{,}245 = 682 \text{ Hz}$$

Com esses resultados em mãos, pode-se determinar então a curva de resposta do filtro, como se vê na figura 33b; o esquema final do mesmo está representado na figura 33c. Caso seja necessário um perfil mais retangular ou uma maior atenuação na banda de rejeição, nessa largura de faixa, é preciso elaborar uma rede mais complexa — o que pode ser conseguido convertendo o circuito da figura 33c no da figura 34.

Nesse caso, cada capacitância e indutância do circuito anterior é submetida à ressonância por meio de uma reatância oposta e recíproca instalada em paralelo ou em série. Repare que as duas seções centrais, um tanto "incômodas", podem ser convertidas em modelos mais simples através de uma transformação passo a passo (figura 35). Para efetuar essa transformação, sabe-se que:

$$x = L/K$$
$$\alpha = 1 + 1/2x$$
$$\beta = \sqrt{(\alpha^2 - 1)}$$
$$y = \alpha + \beta$$
$$L_0 = 1/(y+1)$$

Com essas fórmulas e uma calculadora, já é possível trabalhar a primeira seção central da figura 34:

$$x = L/K = 0{,}947/(1/0{,}293) = 0{,}947 \times 0{,}293 = 0{,}277471$$

$$\alpha = 1 + 1/2x = 2{,}80199$$

$$\beta = \sqrt{(\alpha^2 - 1)} = 2{,}61746$$

$$y = \alpha + \beta = 5{,}41945$$

$$L_0 = 1/(y+1) = 0{,}155776$$

Agora é possível determinar os valores dos novos componentes representados na figura 35:

$$KL_0 = (1/0{,}293) \times 0{,}155776 = 0{,}531658$$

$$yKL_0 = 5{,}41945 \times (1/0{,}293) \times 0{,}155776 = 2{,}88129$$

$$1/yKL_0 = 0{,}347065$$

$$1/KL_0 = 1{,}88090$$

Isto nos fornece a primeira seção central, que aparece na figura 36a. Tratando a segunda da mesma forma, tem-se:

$$x = 0{,}580032$$
$$\alpha = 1{,}86202$$
$$\beta = 1{,}570708$$
$$y = 3{,}432728$$
$$L_0 = 0{,}2255947$$

De onde se obtém:

$$KL_0 = 0{,}266031$$

$$yKL_0 = 0{,}9132137$$

$$1/yKL_0 = 1{,}0950339$$

$$1/KL_0 = 3{,}7589604$$

E já temos a segunda seção central, representada na figura 36b.

O filtro completo aparece na figura 37. Para uma rede de 1 kΩ, com uma freqüência central de fo = 850 Hz, as indutâncias e capacitâncias podem ser calculadas pelas fórmulas

$$L = Z/2\pi f_0 \times (L \text{ da rede})$$
$$C = (C \text{ da rede})/2\pi F_0 Z,$$

que fornecem os seguintes resultados:

$L_1 = 97{,}369$ mH		$C_1 = 0{,}36006\ \mu$F
$L_2 = 99{,}548$ mH		$C_2 = 0{,}06498\ \mu$F
$L_3 = 539{,}495$ mH		$C_3 = 0{,}35218\ \mu$F
$L_4 = 81{,}550$ mH		$C_4 = 0{,}42990\ \mu$F
$L_5 = 49{,}8119$ mH		$C_5 = 0{,}20503\ \mu$F
$L_6 = 170{,}991$ mH		$C_6 = 0{,}70383\ \mu$F
$L_7 = 120{,}567$ mH	e	$C_7 = 0{,}29078\ \mu$F

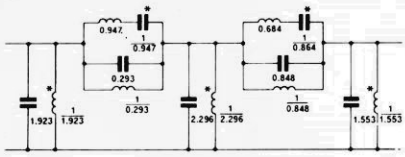
Como novamente os capacitores assumiram valores elevados demais para fins práticos, é conveniente aumentar a impedância do filtro para 10 k, a fim de torná-los 10 vezes menores; com este toque final obtém-se o projeto completo da figura 38.

Referências

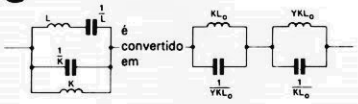
— *On the design of filters by synthesis* — IER Trans: Circuit Theory, vol. CT-5 1958, pág. 284-328, por R. Saal e E. Ulbrich.

No próximo número: teoria e aplicação dos PICs ou conversores positivos de impedância, ideais para simular indutâncias nesse tipo de filtros.

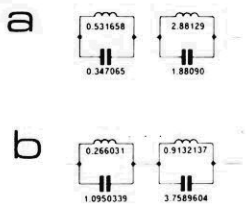
34



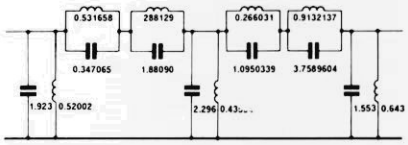
35



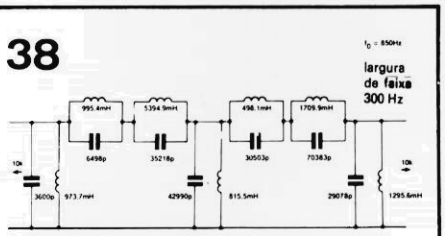
36



37



38



As várias tecnologias dos monitores de vídeo

1ª parte

A rápida diversificação dos equipamentos eletrônicos vem exigindo uma variedade cada vez maior dos monitores de vídeo, aliada a uma eficiência crescente. Reunimos aqui as principais tecnologias que contribuem para isso, juntamente com os monitores a que deram origem. São eles: TRCs (tubos de raios catódicos), LCDs (visores de cristal líquido), LEDs (diodos emissores de luz), PDPs (visores de plasma) e ELPs (painéis eletroluminescentes).

1. Tubos de raios catódicos (TRCs)

Eles atendem, até hoje, mais requisitos do que qualquer outro tipo de visor. Com sua alta resolução, resposta rápida e cores nítidas, são utilizados não só como cinescópios de TV, mas também sob a forma de monitores para computador. Sua qualidade de reprodução está entre as maiores já conseguidas e em termos de tamanho, podem ser encontrados tanto em TVs miniatura como nas gigantes de 40 polegadas.

Com respeito às tendências tecnológicas, o "passo" dos fósforos RGB nos tubos de raios catódicos está sendo gradualmente reduzido de 0,4 para 0,3 mm (exceto nos de TV). Quanto aos TRCs para CAD/CAM, o passo dos pontos (ou *dot pitch*, que é a distância existente entre os pontos do fósforo, na tela) está sendo melhorado de 0,31 mm (alta definição) para 0,26 e até 0,21 mm (altíssima definição) — conforme nos mostra a figura 1. A freqüência de varredura horizontal, por sua vez, está aumentando de 30 para cerca de 60 kHz.

Fisicamente falando, os TRCs para televisão estão tendendo para um formato plano e com tela totalmente quadrada. Ao mesmo tempo, procura-se minimizar a cintilação e os reflexos aperfeiçoando os fósforos e desenvolvendo tratamentos anti-reflexivos. Como dissemos, são também muito versáteis nas dimensões, podendo ser desenvolvidos em tamanhos grandes — como os TRCs de 43 polegadas da Matsushita — ou minúsculos, próprios para servirem de visores eletrônicos auxiliares em máquinas fotográficas.

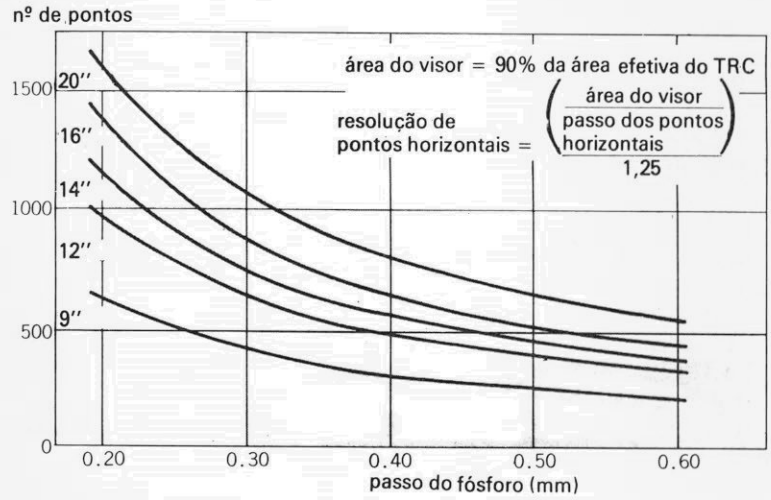


figura 1 — Fósforos para TRCs e o número de pontos horizontais.

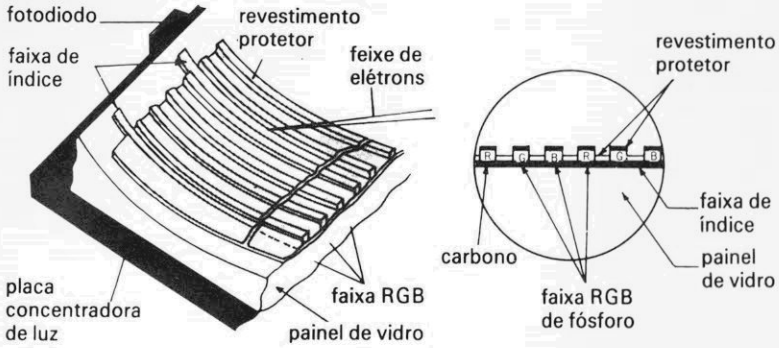
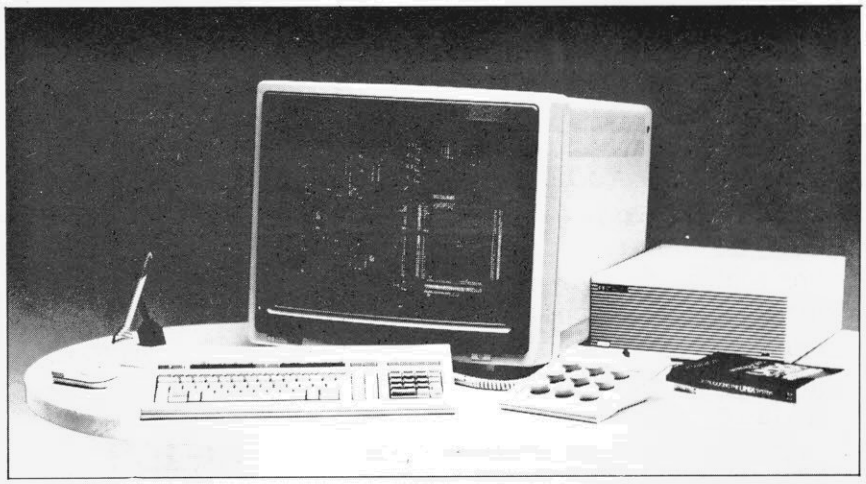


figura 2 — Parte interna da tela de um TRC plano em cores.

Para se ter uma idéia da versatilidade alcançada por essa tecnologia, basta citar o TRC desenvolvido em conjunto pela Citizen e a NHK, no Japão. Ele é monocromático, mas tem apenas 1,5" (3,8 cm) de tela e uma super-resolução de 800 linhas de varredura. Seu canhão eletrônico, que é uma versão a diodo, produz um feixe finíssimo, ao passo que o catodo, de aquecimento direto, consome não mais que 4,8 mW! Na deflexão convergente do feixe de elétrons foi empregada uma lente eletromagnética de baixíssima aberração e para a tela as duas empresas criaram um fósforo P45 com elevada eficiência luminosa e utilizaram uma técnica precisa de processamento e montagem.

A Sony é conhecida, entre outras coisas, por ter introduzido os TRCs P&B planos em televisores de bolso; mas ela também fornece tais monitores de alta definição para terceiros, que os utilizam em equipamentos para automação de escritórios. A Sanyo Electric, por seu lado, desenvolveu um TRC em cores empregando o sistema de indexação de feixe, que já produz em escala comercial (figuras 2 e 3). Tal sistema, já utilizado anteriormente pela Hitachi, foi aperfeiçoado pela Sanyo mediante uma tela reflexiva e uma placa concentradora de luz contendo fósforos especiais. Por fim, o painel plano em cores do tipo MDS, representado na figura 4, foi patenteado pela Matsushita Electric.

A tecnologia dos TRCs não apresenta só vantagens; os defeitos do peso e profundidade incômodos continuam a persegui-la. Mas é sem dúvida a de melhor desempenho entre todas as tecnologias existentes — razão pela qual se acredita que não será ultrapassada a curto ou médio prazo e continuará produzindo monitores para todas as aplicações.



Os TRCs planos quadrados estão se tornando cada vez mais comuns em monitores de vídeo

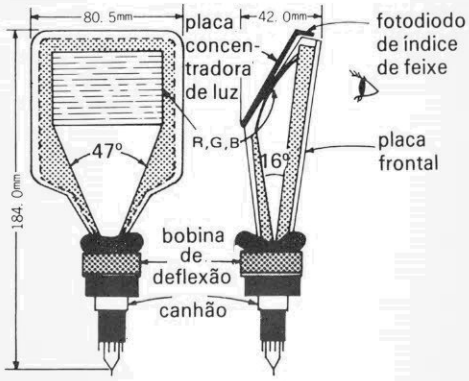


figura 3 — Aspecto externo de um TRC plano em cores.

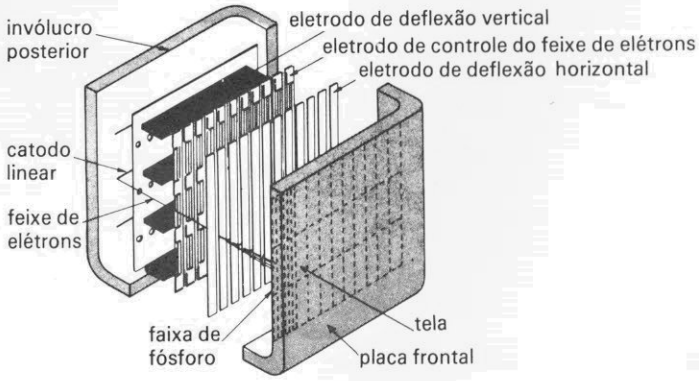


figura 4 — Painel plano em cores do tipo MDS.

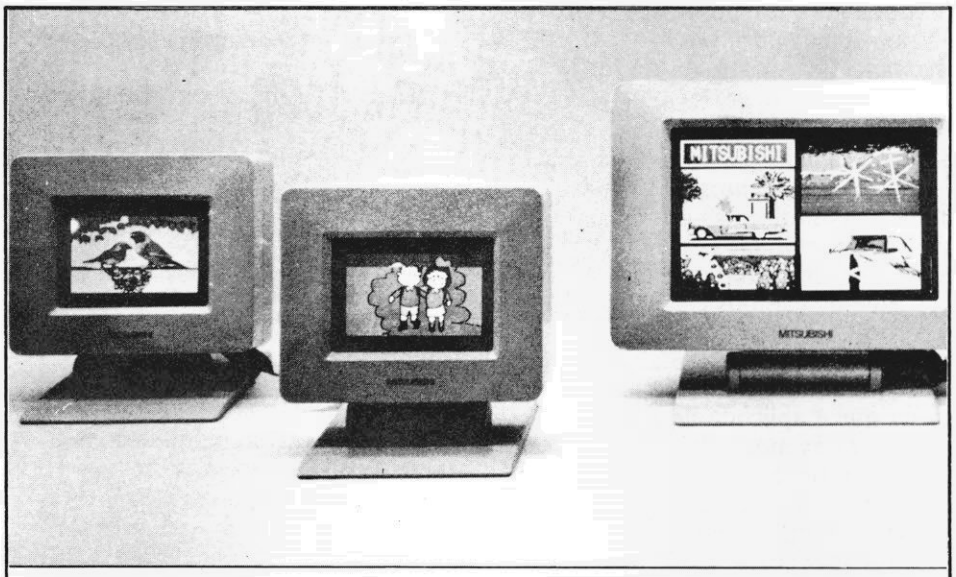
2. Visores de cristal líquido (LCDs)

Embora bem mais recentes, são amplamente utilizados em produtos profissionais e de consumo, especialmente onde se requer visores leves e de pouca espessura — tais como relógios, calculadoras, TVs de bolso, micros portáteis, etc. O aperfeiçoamento dos visores LCD coloridos contribuiu para ampliar ainda mais seu mercado, mas ainda há muito a fazer em termos de dimensões, maior velocidade de resposta e melhor resolução.

Os visores de cristal líquido têm uma estrutura simples, limitando-se a um material ativo encerrado entre duas placas de vidro (veja o artigo "Visores de cristal líquido", Elektor nº 17/18). Esse material é realmente um líquido, no qual moléculas orgânicas estão dispostas de forma ordenada; além disso, o arranjo molecular varia de acordo com o campo elétrico aplicado. Em relação aos TRCs, os LCDs exibem um baixo consumo de potência e uma reduzida tensão de alimentação.

Os cristais líquidos estão divididos em três modalidades de operação: TN (*twisted nematic* ou "nemático torcido"), GM (*guest-host* ou "hóspede-hospedeiro") e a chamada *smectic scattering* (ou "sméctico de espalhamento") — cada qual com seu próprio arranjo de moléculas CL e efeitos eletro-óticos.

A modalidade TN é a mais difundida delas, sendo muito utilizada em equipamentos para automação de escritórios e televisores; seu princípio de operação pode ser visto na figura 5. Duas placas de vidro são processadas de modo que as moléculas de cristal líquido possam ficar em uma disposição nemática (ou seja, voltadas na mesma direção). As moléculas entre as duas placas são então "torcidas" em 90°; na presença de tensão, tais moléculas ficam dispostas na direção do campo elétrico resultante.



Protótipos dos LCDs em cores da Mitsubishi, em monitores de 5 e 10 polegadas.

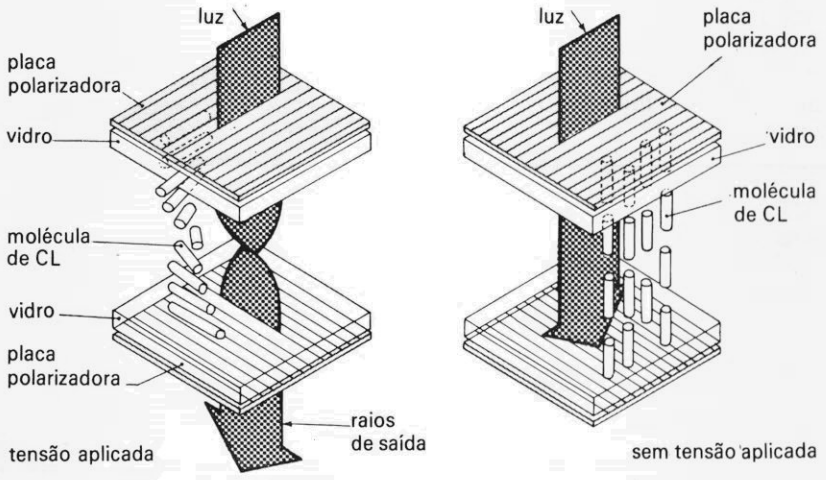


figura 5 — Princípio de operação dos LCDs.

Assim sendo, sem qualquer tensão aplicada ao conjunto, os raios de luz incidentes são transmitidos; por outro lado, com a aplicação de uma tensão os raios são bloqueados, já que os eixos polarizadores ficam perpendiculares entre si. Dessa forma, pode-se obter o contraste entre claro e escuro. Essa modalidade é apreciada pelo seu alto contraste e excitação por tempo partilhado, embora tenha um ângulo de visão relativamente estreito. Outra versão dessa modalidade, denominada STN (de *super twisted nematic*), tem um contraste ainda melhor; ela

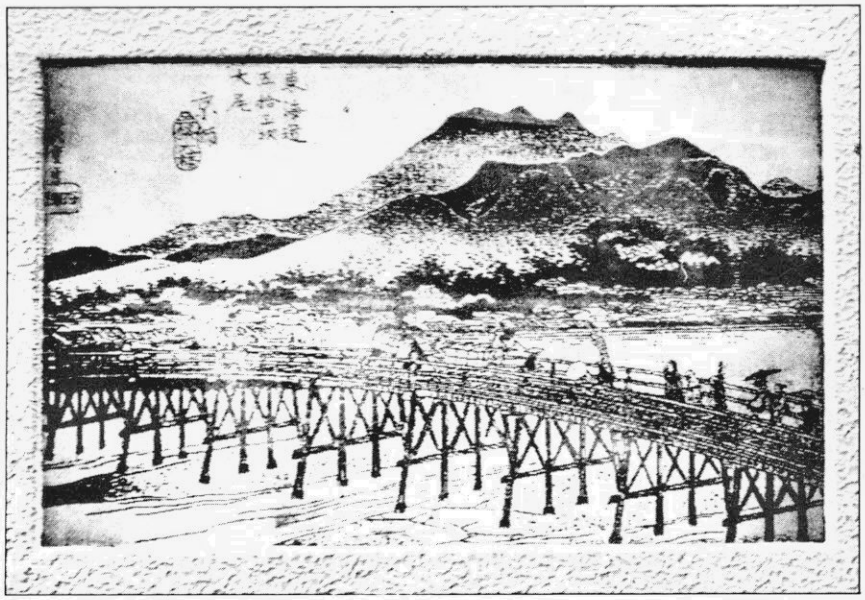
emprega uma torção de 180 a 270° das moléculas para obter o chamado "efeito de obturador".

Os modelos GM e sméctico — Na modalidade *guest-host*, na qual se dissolve pigmentos no cristal líquido, as moléculas dos mesmos são bastante afetadas pelas moléculas do cristal. Sem a presença de campos elétricos, então, as moléculas de pigmento ficam dispostas horizontalmente e a cor predominante pode ser vista; assim que é aplicada uma tensão, porém, essas moléculas tomam uma disposição vertical, de acordo com o movimento das moléculas de cristal líquido. Essa modalidade, como se vê, permite a inclusão de cores, mas o contraste fica um pouco prejudicado e a multiplexação, dificultada.

Já na modalidade sméctica de espalhamento, moléculas de cristal em forma de pilar ficam dispostas em camadas, permitindo obter visores de alta densidade. Mas ela apresenta a desvantagem de ser muito afetada pela temperatura, razão pela qual outras versões dessa modalidade estão sendo desenvolvidas.

Uma delas é a SmC*, ou sméctica quiral, pertencente ao ramo dos cristais líquidos ferroelétricos (juntamente com as versões SmF*, SmG*, SmH*, SmI*, SmJ e SmK). Nesse caso, as moléculas também ficam dispostas em camadas e seus eixos exibem uma estrutura em espiral, com a direção de inclinação deslocada de uma camada para outra. A modalidade SmC* proporciona uma resposta rápida, boa capacidade de memorização (em que a nemática convencional é fraca) e melhor estabilidade com a temperatura. Ademais, é perfeitamente adequada a monitores de grandes dimensões.

No próximo número: mais informações sobre os LCDs e uma breve abordagem dos PDPs e ELPs.



Exemplo de um monitor empregando um cristal líquido tipo SmC.*

National arremata Fairchild por US$ 122 milhões

Numa sensacional transação envolvendo 122 milhões de dólares, a empresa norte-americana National Semiconductor Corp., adquiriu o controle mundial das ações da também norte-americana Fairchild, colocando o grupo no sexto lugar do *ranking* das maiores empresas fornecedoras de semicondutores (antes da aquisição, a National já ocupava o 11º lugar).

A Fairchild foi fundada em 1957, sob o nome de Fairchild Camera & Instruments Corporation, por um grupo de empresários liderados por Robert Noyce, hoje vice-presidente da Intel Corp (EUA). Em 1979, a empresa foi comprada por 425 milhões de dólares pela Schlumberger, grande grupo francês do ramo petrolífero que, desde então, estima-se, já inverteu recursos da ordem de US$ 1,3 bilhão no sentido de alentar a companhia.

Outras tentativas de aquisição da empresa já haviam sido feitas anteriormente. Em março do ano passado, por exemplo, o grupo japonês Fujitsu Ltd. ofereceu US$ 200 milhões pela Fairchild, negociação que só não se concretizou em razão da oposição levantada pelo governo americano. Donald Brooks, último presidente da companhia, também tentou adquirí-la, em vão.

Analistas e observadores da indústria são unânimes em afirmar que a compra da Fairchild foi um verdadeiro negócio da China. "Só as instalações da fábrica de Puyallup, no estado de Washington, estavam avaliadas em US$ 125 milhões, não lhe ficando atrás a de South Portland (Maine)", disse Tomas Longo, antigo gerente técnico da empresa. Reforçando sua afirmação, um porta-voz da própria Schlumberger chegou a declarar que a empresa amargaria um prejuízo de US$ 220 milhões, em conseqüência da venda da Fairchild. O mais estranho de tudo é que o passivo a descoberto da empresa ficará a cargo da Schlumberger, que também manteve as fábricas de Nagasaki (Japão), de San José (Califórnia), que se encontra desativada, e a de Wassemberg, na Alemanha Federal.

A aquisição também irá colocar a National como principal fornecedora de semicondutores para fins militares. Estima-se que as vendas para o Pentágono e outros clientes, ascenderão à cifra de US$ 275 milhões. Para se ter uma idéia do poder da Fairchild antes de incorporada, basta dizer que ela realizava sozinha negociações da ordem de US$ 120 milhões nesse mercado.

É quase certo que o nome Fairchild desaparecerá dos produtos a ela pertencentes, as quais passarão a integrar indistintamente a linha National. Resta saber se o *"Clipper"*, um microprocessador de 32 bits que estava sendo desenvolvido pela empresa antes da incorporação, não será prejudicado, em prol da série 32000 da National.

O caçula da família PS/2

Era o que faltava para completar o variadíssimo leque de opções oferecido pela nova linha de computadores IBM, a PS/2 (*Personal System/2*). Assim, alguns meses após os modelos 30, 50, 60 e 80, todos voltados para aplicações profissionais, surgiu o modelo 25, cujo objetivo é o de cobrir as aplicações domésticas e didáticas, além de fornecer uma alternativa mais barata às pequenas empresas.

Embora seu aspecto externo seja diferente, internamente o modelo 25 trabalha com quase todos os periféricos e placas do modelo 30: uma ou duas unidades de discos de 3,5", controlador de vídeo, uma porta serial, outra paralela e uma terceira para *mouse*. Sua capacidade de memória RAM varia de 512 e 640 kbytes e dispõe de soquetes para a inclusão do coprocessador matemático 8087. Seu microprocessador é o 8086 e o *clock*, de 8 MHz, sem *wait-states*.

Alguns poderão associar o caçula da nova família ao antigo PCJr, da própria IBM, mas os dois pouco têm em comum. Na verdade, o modelo 25 atinge uma velocidade duas vezes maior que a do PC-XT; além disso, com a integração do controlador de vídeo à placa principal obteve-se melhor definição dos caracteres na tela. Mas é também mais versátil: pode ser encontrado em quatro versões distintas, variando no tipo de teclado (compacto ou normal) e de monitor (P&B ou em cores); com um kit denominado *Collegiate*, composto por um *mouse* e

software específico, pode ser facilmente adaptado às mais variadas aplicações escolares.

Existem também alguns pontos negativos no novo micro. Embora pareça ser portátil, pelas suas dimensões reduzidas, seu peso (24 kg, aproximadamente) e a falta de alças dificultam a tarefa de transportá-lo. Além disso, devido ao pouco espaço interno e à existência de apenas dois *slots* de expansão, torna-se difícil também a instalação de periféricos internos ou externos. O novo membro da família PS/2 custa cerca de US$ 1350 com monitor P&B e US$ 1700 com o colorido. Requer DOS 3.3 ou compatível.

A revolução dos biochips

Tudo começou na década de 60, quando o físico americano. A. Szent Gyorgi começou a estudar uma forma de utilizar as estruturas dos sistemas biológicos como semicondutores. Se com os recursos da época a tarefa parecia impossível, atualmente o quadro é bem diferente: cientistas franceses, japoneses e americanos estão trabalhando ativamente nos chamados *biochips*, que empregam certos materiais orgânicos primários como pedra fundamental.

Foram, na verdade, as pesquisas em torno do fenômeno da supercondutividade a estimular descobertas nessa área — como as do francês Denis Jérôme e do americano W.A. Little. O primeiro, trabalhando no Laboratório de Física dos Sólidos de Orsay, descobriu que determinados materiais orgânicos podem apresentar características supercondutoras. Little, da Universidade de Stanford, comprovou quase ao mesmo tempo que nos elementos orgânicos a supercondutividade pode ser obtida à temperatura ambiente.

Claro que as estruturas orgânicas em jogo são de tipos bastante primários, tal como cadeias de carbonos cercadas por moléculas de hidrocarbonetos e denominados tetratiafulvalenos ou tetrasselenofulvalenos. Suas possibilidades, porém, são fantásticas: com um supercondutor orgânico, acredita-se, será possível confeccionar CIs mil vezes menores que os já existentes, apresentando um consumo ínfimo de energia e sem qualquer aquecimento. Nada mau para uma tecnologia que deverá substituir a eletrônica tal como a conhecemos hoje em dia e cujos limites já podem ser pressentidos.

Ao contrário dos minerais, nas substâncias orgânicas cada molécula conserva sua individualidade. E, de acordo com as condições externas, suas moléculas podem passar do estado isolante para o condutor e vice-versa. Além disso, são capazes de transportar não apenas sinais eletrônicos, como também fótons, fónons (sinais sônicos) e excítons (átomos excitados). Em contrapartida, os "biocircuitos" são ainda mais difíceis de controlar que os minerais, devido a uma certa "personalidade biológica"; por esse motivo, alguns tipos de circuitos exigem duplicação para garantir a confiabilidade.

Os eventuais problemas, porém, não limitam a imaginação dos cientistas envolvidos nessas pesquisas. Uma empresa americana, por exemplo, já patenteou uma técnica de fabricação de *biochips* à base de proteínas e enzimas, cujos circuitos são desenhados por dissolução em álcool. Outra produziu um *biochip* com macromoléculas orgânicas, cuja densidade seria de 10 bilhões de componentes por mm^3. Já se cogitou também em utilizar técnicas de manipulação genética para obrigar o ADN a produzir os circuitos de um super-computador.

Franceses e japoneses, por seu lado, também estão desenvolvendo pesquisas secretas sobre as possibilidades de unir computadores e seres humanos. Para se ter uma idéia do alcance dessas pesquisas, estuda-se o implante de minúsculos *biochips* no cérebro ou na medula, que serão alimentados pela eletricidade natural do corpo humano.

Essa nova tecnologia ainda vai precisar de muitos anos para ser aperfeiçoada. Nada a estranhar de algo que pretende combinar, em seus circuitos, eletrônica, informática, química e biologia; e que oferece grandes perspectivas para o desenvolvimento da inteligência artificial. O volume de investimentos no setor nos leva a crer, de qualquer modo, que o próximo século será o palco dos componentes orgânicos, assim como este terá sido dominado pelo silício.

fonte: Cendotec — Centro franco-brasileiro de documentação técnica e científica.

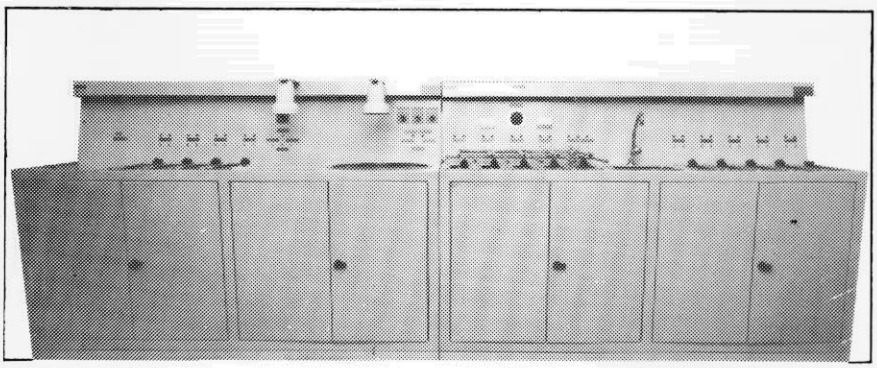
Para a leitura remota de códigos de barras

Zebra RS é o nome da nova unidade leitora desenvolvida pela PSI Tecnologia, visando especificamente as áreas de automação comercial e industrial. Composta basicametne por um transdutor (que pode ser uma caneta ótica, um *slot* de leitura ou dispositivo semelhante) e um decodificador que converte os sinais lidos para o padrão ASCII, ela pode ser acoplada a qualquer micro, supermicro e até *mainframes*, além dos mais variados terminais. É capaz de ler todos os padrões existentes de códigos barrados e cartões magnéticos, interpretando-os automaticamente. Dispõe, ainda, de dois canais de comunicação serial RS-232C, que permitem sua interligação com terminais de vídeo ou caixas registradoras.

Por meio do segundo canal, aliás, pode-se conectar até 32 leitoras em rede, a uma distância de 6,5 km da CPU e ocupando um só canal do computador. Essa versão traz como acessórios opcionais um teclado alfanumérico e um visor de 80 caracteres (com janela de 16 caracteres). Para fazer frente a essas aplicações, a capacidade de memória do sistema é de 32 kB, constantemente protegida por baterias capazes de reter mais de 4 mil leituras, antes que sejam transferidas ao computador.

A empresa está lançando também uma nova versão da *Zebra PC*, mais compacta e versátil, de concepção multiusuário, permitindo o acoplamento de até 5 leitoras ao mesmo micro. Está trabalhando, além disso, em um transdutor para leitura de aproximação e pretende apresentar a médio prazo dispositivos empregando as tecnologias CCD e laser, sempre no campo da identificação automática.

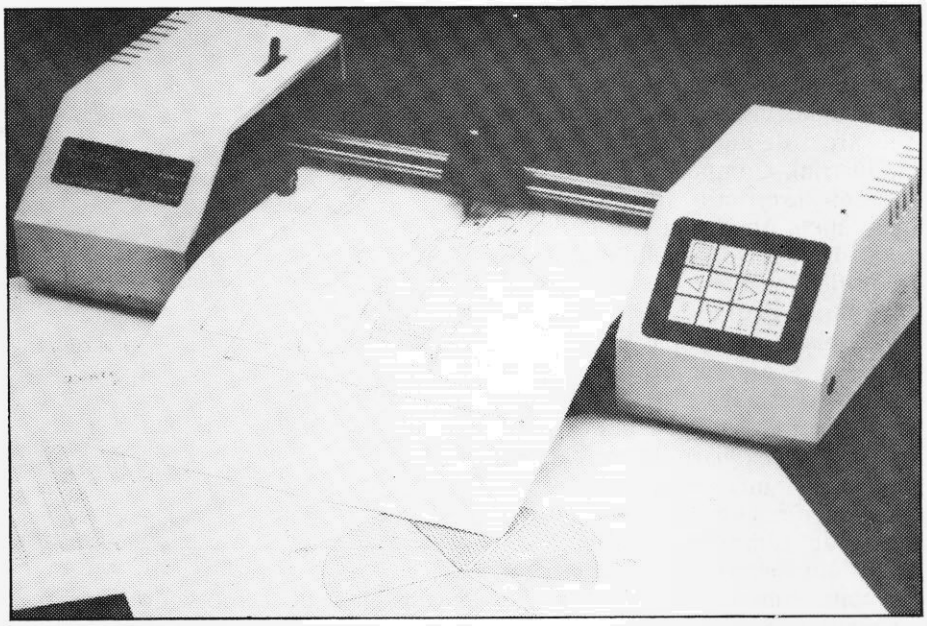
Uma "mini-fábrica" de circuitos impressos



Pensando nas empresas que dependem constantemente de protótipos ou mesmo de fornecimentos urgentes de circuitos impressos, a Discovery Eletrônica está oferecendo um equipamento que reune todas as etapas de confecção de placas — sejam de face simples ou dupla, com furos metalizados ou não, contatos dourados, fenolite ou fibra de vidro. Chamado de Circuimatic, ele dispõe de mesa fotográfica com lâmpada ultravioleta, centrífuga para emulsão fotossensível, lâmpada de infravermelho, tanques para galvanoplastia (com cobre, estanho-chumbo, ouro ou níquel) e agitação catódica. Um painel com luzes indicadoras e instrumentos de medida permite monitorar todo o processo.

O equipamento tem 5 metros de extensão por 1,40 de altura, sendo todo confeccionado em aço pintado de cinza. Para operar, exige apenas uma tomada 110 ou 220 V, uma entrada de água e uma saída para esgoto. Para tornar o usuário totalmente auto-suficiente, a empresa fornece também todos os materiais químicos necessários, além de assistência técnica total. A garantia é de um ano, contra defeitos de fabricação.

Traçador gráfico compacto

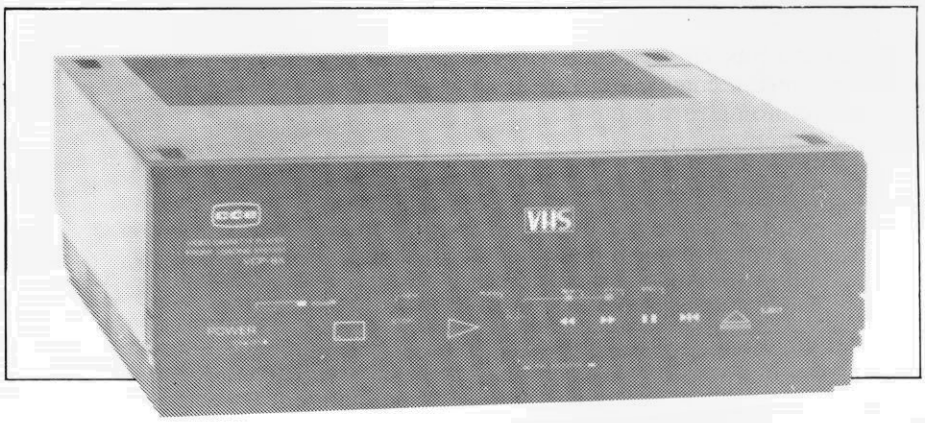


Utilizando-se da experiência adquirida em 11 anos de atuação em instrumentação digital de painel e mesas de teste para chicotes, a empresa paulista Logical lançou recentemente o primeiro *plotter* nacional de baixo custo. Batizado de Logiplotter LTG 400/B, trabalha com papel tamanho A4 e destina-se principalmente aos pequenos usuários de microcomputadores — tal como profissionais de projeto, arquitetura, construção civil, eletrônica, artes gráficas, entre outros. Segundo a empresa, porém, ele pode ser adotado também por grandes usuários, mais especificamente em departamentos de finanças e projetos — onde pode gerar, por exemplo, gráficos a partir de planilhas eletrônicas.

O LTG 400/B pode ser acoplado, em princípio, a qualquer micro com saída paralela do padrão Centronics (ou seja, linhas MSX, Apple, IBM-PC e compatíveis). É configurável também com os programas CAD mais populares do mercado. Sua operação, ainda segundo a Logical, é bastante simples, realizada através de um pequeno teclado de membrana. As canetas são de tipos comuns (nanquim, ponta porosa ou *roller ball*) e o papel pode ser tanto de celulose, vegetal ou mesmo acetato, para transparências. Para as legendas, conta com uma matriz de caracteres que dispõe de 10 tamanhos diferentes de letras, selecionáveis por *software*.

O novo *plotter* é bastante compacto, medidno apenas 90x180x430 mm, com um peso de 2,8 kg. Sua velocidade máxima de operação é de 115 mm/s, com uma resolução de 0,1 mm por passo. A Logical espera comercializar 200 unidades por mês do LTG 400/B ainda neste semestre.

Toca-fitas de vídeo da CCE



Mais compacto e barato que os gravadores/reprodutores convencionais, o VCP-9X oferece uma boa alternativa às várias atividades que exigem apenas a reprodução de videocassetes — tal como escolas, cursos de treinamento e videoclubes. Mas é sugerido também aos usuários que já possuem um equipamento tradicional e quiserem formar uma mini-ilha de edição. Em termos de recursos, ele oferece os mesmos que estamos acostumados a usar nos equipamentos de vídeo: reprodução até 8 horas com fitas T-60; rebobinagem e seleção automática de velocidade da fita; opção para reproduzir gravações em PAL-M e NTSC; congelamento e procura rápida de imagens; e um sistema para controle de ruído nas paradas de cena.

Chegou! Mikro

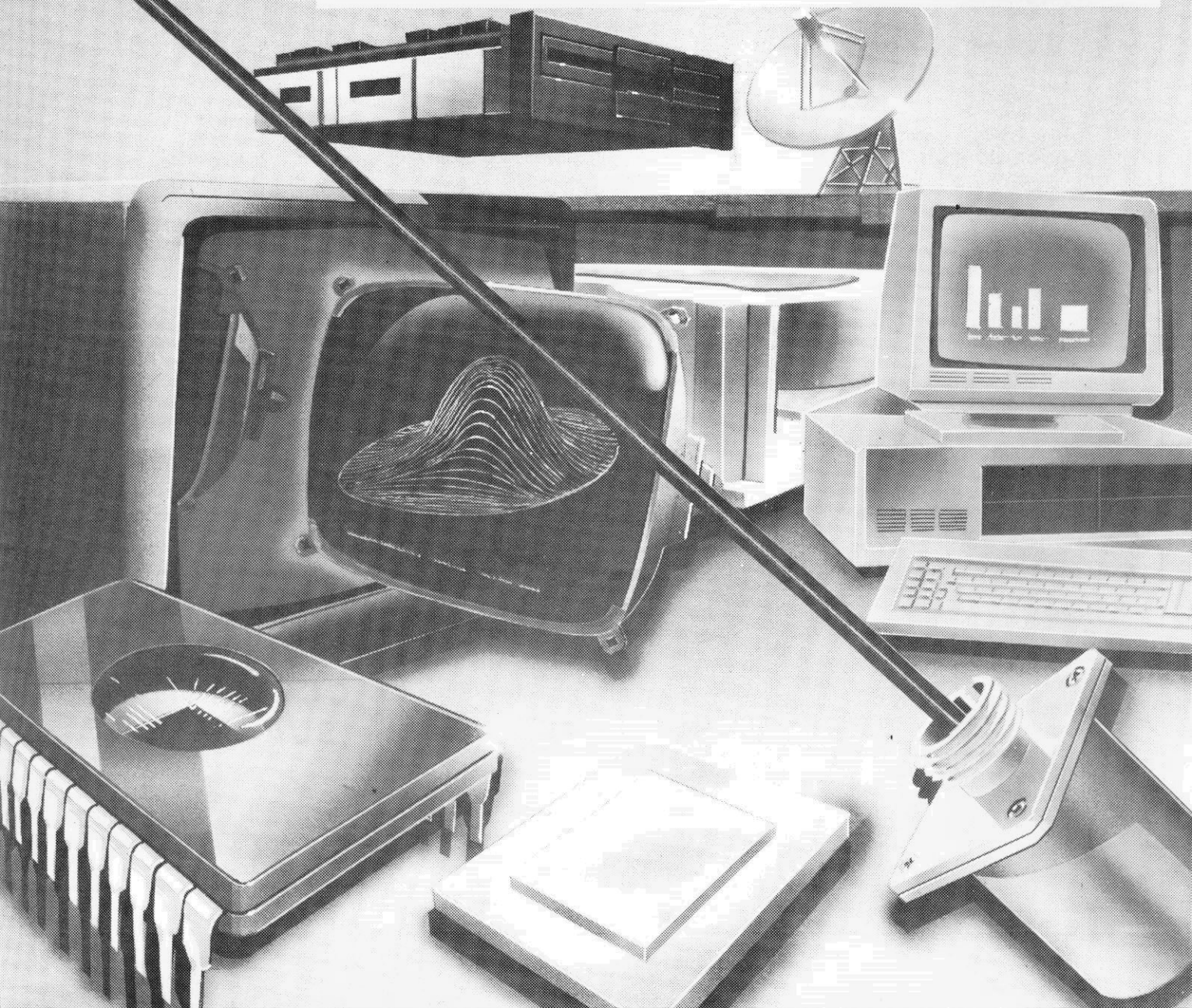
Eletrônica & Informática

A revista que todos estavam esperando. Mas que não é apenas mais uma revista de informática. Ela trata o *hardware* com a mesma importância do *software* e ambos com a devida profundidade — afinal, é impossível desvincular um do outro, assim como não se pode falar de informática sem abordar eletrônica.

É uma publicação mensal, com seções fixas sobre tecnologia, análises de equipamento e programas, *software* aplicativo e básico, dicas práticas para micros, além de lançamentos, novidades, livros e eventos da área.

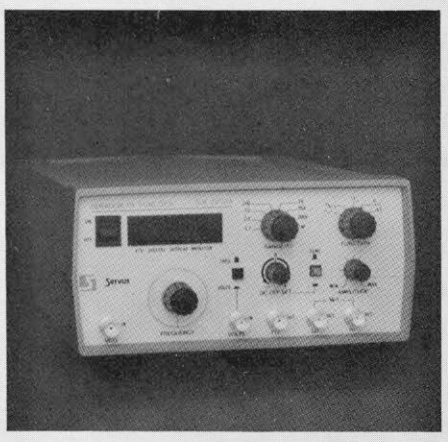
Assim, na Mikro será possível encontrar tanto artigos de inteligência artificial, CAD/CAM e automação, como de Pascal, dBase e os vários sistemas operacionais. E muitas informações sobre pesquisa e desenvolvimento, não só dos EUA, mas também da Europa e do Japão; mas sem esquecer, é claro, nossa realidade.

Mikro Eletrônica & Informática: a revista técnica de *hardware* e *software* que não esquece suas origens. Mais um lançamento da Publitron, com o mesmo nível da já famosa Elektor. Leia e comprove. Nas bancas e por assinatura.



GERADORES DE FUNÇÕES SERVUS:

a resposta para alta qualidade e performance.

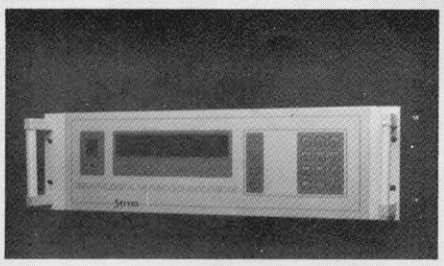


SGF 2000

- 0,02 Hz à 2 MHz, 8 faixas.
- Saída: ∿, ⊓, ∿, ⊓, ⋀.
- Indicador digital de freqüência.
- Voltímetro C.C. até ± 20V.
- Saída ± 10V pico, 50 Ω.
- Ajuste nível C.C. até ± 10V.
- Saída TTL.
- VCO.
- Saídas HIGH/LOW.
- Alto padrão e robustez.

SGF 500

- 0,05 Hz à 500 KHz.
- Saída: ∿, ⊓, ∿, ⊓, ⋀.
- Saída ± 10V pico, 50 Ω.
- Ajuste nível C.C. até ± 10V.
- Alto padrão e robustez.
- Baixo custo.



SGD 21

- Microprocessado.
- 10^{-6} Hz à 1000 Hz.
- Saída: —, ∿, ⊓, ∿, ⋀, ⋀.
- Saída ± 10V pico, 12 bits.
- Programação via teclado ou RS 232.
- Até 99 blocos de programação.
- Fase 0° ou 180°.
- Ajuste por SOFTWARE em cada bloco: forma de onda, freqüência, nível C.C., fase, varredura, tempo de cada bloco, sequenciamento dos blocos.

Servus

Divisão de Instrumentação da
SERVUS TECNOLOGIA E INFORMÁTICA IND. E COM. S.A.
Rua Líbero Badaró, 885 - São Bernardo do Campo - SP - 09880
Telefone: (011) 418-6655 - Telex: (011) 46117 SVUS BR

mini anúncios

A revista Elektor está aceitando pequenos anúncios para publicação gratuita. Eles devem ser enviados diretamente ao nosso endereço, com a identificação "Mini-anúncios" no envelope, respeitando as seguintes condições:

- Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;
- Os textos devem ser breves e concisos, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;
- Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de compra, troca ou venda de material e equipamentos eletro-eletrônicos e publicações, contatos entre leitores e confecção artesanal de circuitos e placas impressas;
- A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;
- Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

Confecciono placas de circuito impresso, qualquer tipo e quantidade; tenho placas Elektor prontas; projeto aparelhos eletrônicos e faço montagens sob encomenda — Luiz Roberto; R. Geremias, 79; Nova Iguaçu, RJ.

Vendo esquemas com layout de delays, fuzz, phasers, sigmod, ringmod e outros — Djalma T. T.; R. Oiti, 50; São Vicente, SP, CEP 11300 (com envelope selado para resposta).

Gostaríamos de nos corresponder com clubes de eletrônica, no Brasil ou no exterior, e também com entidades que estejam ligadas à ciência; nosso clube está a todo vapor e dispomos de grande variedade de esquemas de várias revistas, tanto para venda como troca — Clube União da Eletrônica; R. dos Expedicionários, 366; União da Vitória, PR; CEP 84600; fone (0425) 22-5183.

Compra, venda e troca de projetos eletrônicos variados (antenas, satélites, espionagem eletrônica, transceptores, raio laser, etc.); também ajudo a vender seus projetos — Carlos Rubens Biano; Rua C50, lote 2, quadra 115, setor sudoeste, Goiânia, GO, CEP 74.000.

Troco informações técnicas e esquemas sobre música eletrônica e áudio; tenho vários projetos. Vendo ou troco diversos números de Antenna e compro números antigos de Nova Eletrônica — Manoel Eduardo da Silva; R. Barão do Triunfo, 47, Salvador, BA, CEP 40.000, fone (071) 247-3304 (à noite).

Grave seus programas MSX em cartucho; informações grátis sobre os cartuchos assembler, disassembler e gravador de EPROMs — Eduardo Gratchen; R. Barão do Triunfo, 380/706; CEP 90060; Porto Alegre, RS.

MICROPROCESSADORES

Nós temos o investimento de maior retorno da atualidade, sua formação profissional.

CURSOS :

- Básico Z-80: Teoria e prática de soft/hardware Z-80 .
- Periféricos Z-80 : Estudo detalhado dos periféricos Z-80 com exercícios práticos.
- Avançado: Soft/Hardware de impressora matricial .

Cursos totalmente apostilados com kits individuais para prática de programação .

ANTARES - CURSOS & PROJETOS S/C LTDA
Rua AFONSO CELSO 1104 casa 2 METRO STA CRUZ
MATRICULAS FONE: 885-4667

ESTE ESPAÇO PODERIA SER OCUPADO PELA SUA EMPRESA

PUBLICIDADE
fone: 240-6660

PhegasuS xt

O computador que escreve...

Agora existe um PC-XT que além de possuir todas as vantagens dos PC-XT, soluciona todos seus problemas de uma forma compacta, veja:

- No mesmo gabinete você dispõe;
- Um monitor Monocromático 9"
- 3 Leitores de Disco (dois Floppy mais um Hard)
- CPU com 640 KBYTES
- Color Graphics e Multi I/O
- 5 Slots livres para suas expansões, e de quebra,
- Uma impressora gráfica de 80 colunas, 100 CPS.

O Phegasus ainda permite ligar outros monitores e/ou impressora externos.

Transportável para qualquer lugar, o Phegasus, possui como acessórios:

- Um carrinho industrial ou uso médico
- Uma "Case"
- Sacola de nylon
- No Break.

Acoplado a uma interface o Phegasus vira um PC-TELEX, pois sua impressora trabalha com formulário contínuo, papel ofício e rolo de telex.

Não importa o uso para o qual se destina.

O Phegasus é um puro sangue que vence qualquer páreo...

Phegasus, mais um produto com a qualidade ATS.

ATS Tecnologia Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.

FILCRIL

O universo da eletrônica às suas ordens!

Componentes eletrônicos - circuitos integrados, diodos, transistores, circuitos impressos, resistores, capacitores, EPROMs, soquetes e conectores.

Instrumentos - osciloscópios, multimetros, ohmímetros, capacímetros, freqüencímetros, fontes de alimentação.

Informática - microcomputadores, periféricos, suprimentos, software.

Diversos - alto-falantes, jogos eletrônicos, cartuchos.

Esperamos por você em nossos endereços:

São Paulo
Rua Santa Ifigênia, 480
Tel.: (011) 220-3833

Rio de Janeiro
Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399